

Radiový KONSTRUKTÉR Svazarmu

Plánky a návody Amatérského radia



ROČNÍK III • 1957 • ČÍSLO 9

K ČEMU JE TO DOBRÉ?

Snad není amatéra, který by na tuto otázku nemusil v oněch památných dnech po čtvrtém říjnu desetkrát a stokrát odpovídat: Že se nyní dovíme, jak to vlastně vypadá tisíc kilometrů nad zemí . . . A k čemu je to dobré?, padla na to znovu naléhavá otázka. Že pro lepší využití radiovln ke spolehlivému spojení a k příštím letům do vesmíru, a snad i pro rychlou dopravu poštovních zásilek . . . Teprv když nešťastný „mezi slepými jednooký král“ připadl na takovou nějakou odpověď, která se týká nějak osobně každého (koho by netěšilo dostávat dopisy, přečtete si to o tom pošťákově a smutném autu a smutném šoferovi a smutné slečně v Čapkově), začal se monolog amatéra měnit v diskusi hloučku všech zvědavých.

A jakýpak div; když jsem jako kluk četl po prvé Nerudův fejeton o tom, jak na pražské nádraží přijela po prvé chvojím ověčená lokomotiva, jak pán na ní zatočil kloboukem a zvolal (německy): Za deset hodin uvidím zase Vídeň – a mašina si prskla a už lítla . . ., záviděl jsem panu Hartmannovi, jak se dovedl narodit: byl při tom, a jakoupak událost jsem zažil já osobně, u čeho významného jsem byl? Nebožtík pan Hartmann mi jistě promine, ale co je chvojím ověčená lokomotiva „Bohemia“, celá ze železa, proti antenami ověčeném „sputniku“, celému z hliníku, vlétajícímu po prvé do mezihvězdného prostoru!

Ještě jedna věc je na první družici Země pozoruhodná: Jen se objevila – a nedá se čekat, že by někdo z nás si v dohledné době

udělal výlet na Měsíc –, začali jsme se všichni ptát: Nač je to dobré? Denně však chodíme od narození až do smrti kolem takových tisíců věcí a událostí, které mají mnohem bezprostřednější vztah k našemu životu, trápení i radostem, a přece se tak málokdy ptáme: Nač je to dobré? Vzlet první družice do vesmíru pomohl tak vlastně objevit jakýsi druh provozní slepoty. Zvykli jsme si na své okolí tak, že je nevnímáme – často se zapomínáme ptát hodně a hodně často: Nač je to dobré? V zaměstnání děláme navyklé úkony, „fasujeme“ materiál a náradí tak, jak je to zvykem, přijde období sestavování plánů na příští období – a opisujeme to, co jsme napsali do plánu loni, vymýšlíme věci nové podle starých osvědčených vzorů, s klidem přijmeme pozvánku na schůzi, o níž víme, že nemá zajištěný hodnotný program – a přeci tak zřídka kdy se snažíme zvědět tak důrazně jako o družici, létající nám tisíc kilometrů nad hlavami: K čemu je to dobré? A tu přišla další událost, aspoň stejně významná jako vypuštění družice: dopis pracujícím, výzva k diskusi o otázkách, které se týkají rozpočtu každé naší domácnosti a radostí a starostí každého z nás: Ptejte se o všem kolem sebe, zda je to dobré pro zlepšení našeho života; škrtejte nepotřebné, zlepšete ne-dobré, hledejte lepší, podávejte návrhy! Co zmůžete sami, proveďte ihned na místě; co nezmůžete, sdělte dál. Neexistuje problém, který by se nedal rozřešit, váš hlas uslyší i vláda, a ta je odhodlána udělat vše, jen je-li to dobré pro život pracujících.

KONSTRUKCE MF PÁSMOVÝCH FILTRŮ

Vítězslav Stríž

Základní požadavky na přijímače

Moderní přijímače rozhlasové, sdělovací i televizní jsou charakterisovány několika základními požadavky – citlivostí, selektivitou, t. j. schopností odladit dva blízké kmitočty, dále kmitočtovým rozsahem, jakostí reprodukce, výstupním výkonem, stabilitou, spolehlivostí a pod. Kritické hodnoty jednotlivých požadavků jsou dány určením jednotlivých typů přijímačů. Hlavními požadavky u všech druhů přijímačů bez rozdílu jsou citlivost a selektivita.

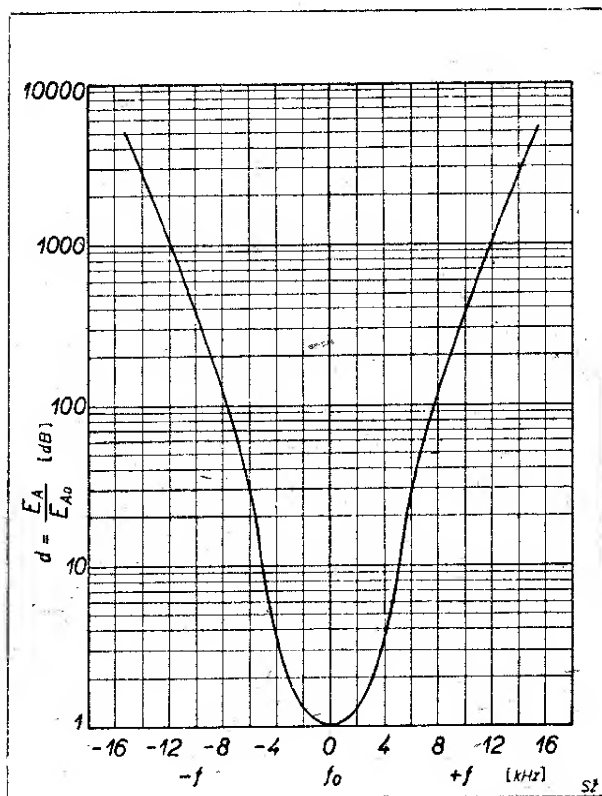
Citlivost přijímače. Citlivostí nazýváme schopnost přijímače reprodukovat vř signál i o malé elektromotorické síle, přivedený z anteny. Citlivost bude tím větší, čím menší vř elektromotorická síla postačí pro předepsaný výstupní výkon přijímače. Podle účelu použití může citlivost kolísat ve značně širokých mezích. Televizní přijímače mají citlivost celkem

malou – 300 až 2000 μV , rozhlasové přijímače 50 až 100 μV , zatím co nejvyšší citlivost – 1 až 20 μV – se žádá od t. zv. sdělovacích přijímačů, určených pro radiotelefonní či telegrafní styk na velké vzdálenosti.

Citlivost je ještě závislá na úrovni šumu přijímače. Velká citlivost by byla málo platná, kdyby s ní vystoupila úroveň šumu. Přijaté signály by v ní stejně zanikly. Proto musí být vždy šum několikrát nižší než signál. V praxi je proto citlivost charakterisována t. zv. *skutečnou citlivostí*, danou minimální elektromotorickou silou, přivedenou z anteny, pro předepsaný výstupní výkon při stanovené maximální úrovni šumu. Úroveň šumu se předepisuje podle způsobu určení přijímače. U telefonních signálů je zpravidla poměr signálu k šumu minimálně 4 : 1.

Selektivita přijímače je schopnost vybrat předepsaný signál f_0 ze širokého spektra vř signálů nejrůznějších kmitočtů, zachycených antenou. Zpravidla se selektivita hodnotí v grafickém znázornění rezonanční křivky podle obr. 1. Během vyhodnocování se vynáší průběh citlivosti přijímače v závislosti na kmitočtu přivedeného signálu. Výstupní výkon, případně hloubka modulace a modulační kmitočet musí zůstat konstantní. Na našem obrázku je f_0 označen kmitočet předepsaného signálu, $-f$, příp. $+f$ odchylka kmitočtu od signálu f_0 . Na svislou osu vynášíme poměr d , t. j. poměr elektromotorické síly přivedené z anteny, při rozladění E_A , k elektromotorické síle při resonanci E_{A0} . Nejčastěji se selektivita udává v dB.

Selektivita přijímače bude tím větší, čím ostřejší bude průběh rezonanční charakteristiky, tedy čím více se zmenší citlivost přijímače s rozladěním. Selektivita je stejně důležitým požadavkem jako citlivost, neboť co by byla platná vysoká citlivost, kdyby přijímač nedovedl správně vybrat žádaný kmitočet z množství signálů vysílacích stanic.



Obr. 1.

Mimo ně zachycuje antena ještě velké množství rušivých signálů o mnohem vyšší elektromotorické síle než má signál přijímané stanice.

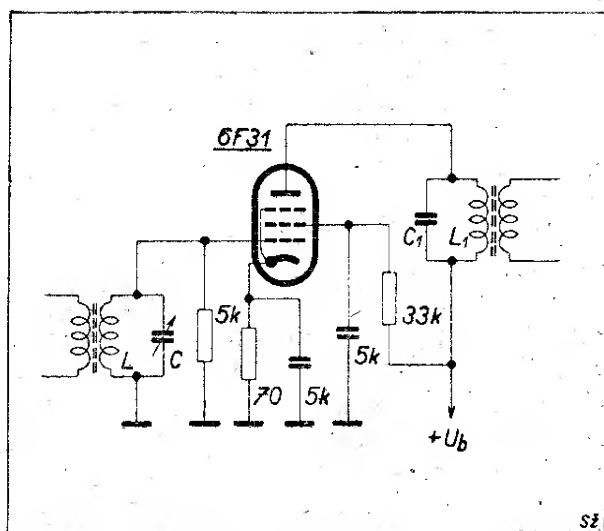
Selektivita a citlivost přijímače je dána počtem laděných obvodů s příslušnými zesilovacími stupni, zapojenými mezi antenou a detektorem. Zesilovací stupně musí mít dostatečné zesílení, aby jednak citlivost byla v předepsaných hranicích, jednak proto, že detekce slabých signálů je neúčinná a s velkým skreslením. Nízkofrekvenční zesílení za detektorem je dáno koncovým stupněm a jeho budícím napětím.

K zesilování *vf* signálů, přivedených z anteny, se používá laděných zesilovačů, složených z elektronkového stupně a jednoho nebo více laděných obvodů. Typický laděný zesilovač je znázorněn na obr. 2. Stupeň má po jednom laděném obvodu v obvodu řídicí mřížky a anody. Mimo zesílení vybírá laděný zesilovač přijímaný signál z celého spektra zachycených signálů.

Jednoduché přijímače měly pouze jeden zesilovací stupeň s laděným obvodem, který byl nejčastěji upraven jako detektor. Celý přijímač sestával z anteny, navázané vazební cívkou na laděný obvod v řídicí mřížce zesilovací elektronky. Elektronka současně pracovala jako anodový detektor, odkud se již *nf* napětí přivádělo na vstup *nf* koncového stupně. Po zesílení byl *nf* signál přiveden na svorky reproduktoru, který jej přeměnil na signál akustický. Přijímače tohoto typu nazýváme s *přímým zesílením*.

Největším nedostatkem přijímačů s *přímým zesílením* je malá selektivita a rovněž malé zesílení. V dřívějších dobách se tento nedostatek nejevil nijak závažně, neboť vysílacích stanic bylo málo. V současné době jsou všechna pásma doslova přesycena nejrůznějšími vysílači.

Selektivita přijímače s *přímým zesílením* je hlavně závislá na počtu laděných obvodů a na jejich činiteli jakosti. S počtem obvodů roste výsledný činitel jakosti zesilovače a snižují se ztráty. Podmínkou je ovšem přesné naladění všech obvodů na přijímaný kmitočet, kdy je rezonanční charakteristika (křivka) při-



Obr. 2.

jímače nejostřejší. Tato cesta zvyšování selektivity soustavným zvyšováním množství laděných obvodů příliš komplikuje konstrukci přijímačů. Jednotlivé obvody se musí ladit samostatně, neboť souběh vícenásobných ladicích kondenzátorů se dosahuje jen s velkými obtížemi. Zvláště konstrukce přijímačů s velkou selektivitou a citlivostí pro použití v pásmu krátkých vln je velmi obtížná, neboť se zkracující se vlnovou délkou klesá zesílení jednotlivých *vf* zesilovacích stupňů. Dalším nedostatkem přijímačů s *přímým zesílením* je poměrně plochý průběh rezonanční křivky, zdaleka se odlišující od žádaného ideálního obdélníku.

Všechny uvedené nedostatky řeší novější konstrukce superhetových přijímačů, založená na principu zesílení nově vytvořeného mezifrekvenčního kmitočtu. K tomuto účelu se vkládá za první až třetí *vf* zesilovač zvláštní směšovací stupeň, ve kterém se směšuje *vf* signál z anteny s pomocným kmitočtem na tak zvaný mezifrekvenční kmitočet, jež můžeme bez velkých potíží zesilovat aniž by se modulační kmitočet nebo časový průběh modulace změnil. Jedinou splnitelnou podmínkou je souběh kmitočtu vstupního signálu a pomocného kmitočtu, vyrobeného v pomocném oscilátoru. Blokové (skupinové) informativní schéma superhetového přijímače je na obr. 3.

Základním obvodem moderního superhetu je směšovací stupeň. Používá se

v něm zvláštní směšovací elektronky – hexody nebo heptody – se dvěma řídicími mřížkami. Do anodového obvodu je vložen laděný obvod, naladěný na mezifrekvenční kmitočet, který v dalším přivádíme na mf zesilovací obvody. Typický směšovací obvod je znázorněn na obr. 4. Obvod má tu vlastnost, že na jeho výstupu můžeme odebrat mf kmitočet, tvořený součtem, rozdílem nebo násobkem přivedených signálů. Nejvíce se používá rozdílového nebo součtového mf kmitočtu. Tak na př. je-li vstupní kmitočet $f = 1000$ kHz, musí být pro mf kmitočet $f_{mf} = 465$ kHz kmitočet pomocného oscilátoru $f_{osc} = 1465$ kHz. Zpravidla se kmitočet oscilátoru volí vyšší o mf kmitočet nežli vstupní. Tedy $f_{osc} - f = f_{mf}$.

Máme-li přijímat stanice v širokém kmitočtovém rozsahu, musí být laděný obvod na vstupu směšovače i kmitočet oscilátoru přeladitelný. Tuto podmínku musí splňovat i všechny předcházející vstupní vf zesilovače.

Získaný signál na výstupu směšovače o mf kmitočtu zesilujeme pomocí jednoduchých, pevně naladěných mezifrekvenčních zesilovačů na žádanou velikost. Zde se nejvíce používá pásmových zesilovačů s rezonanční charakteristikou značně se přibližující obdélníku. Šířku obdélníku, tedy šířku přenášeného pásma lze při tom snadno nastavit podle potřeby. Pásmový zesilovač tím, že

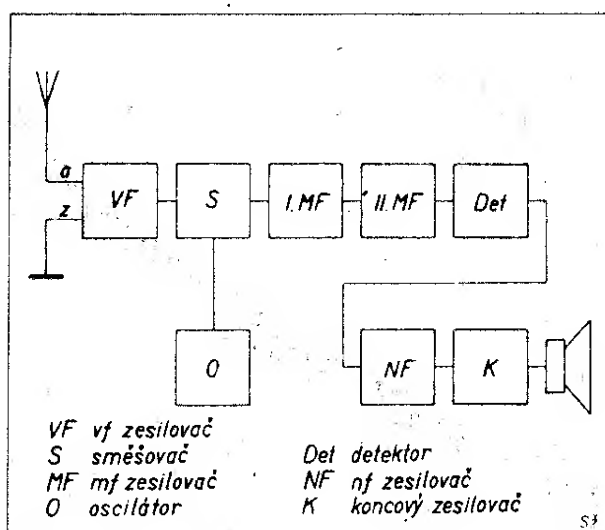
v propouštěném pásmu mění jen nepatrně zesílení, které za hranicemi pásma prudce klesá, zajišťuje velmi dobrou selektivitu a nepatrné skreslení útlumem.

Vysoká selektivita superhetového přijímače je navíc ještě zajištěna tím, že mf kmitočet lze libovolně volit podle daných požadavků, při čemž bývají všechny obvody naladěny s vysokou přesností na tentýž kmitočet. Duší celého přijímače jsou pak mf obvody, na které se kladou hlavně u velkých přijímačů pro sdělovací účely poměrně značné nároky.

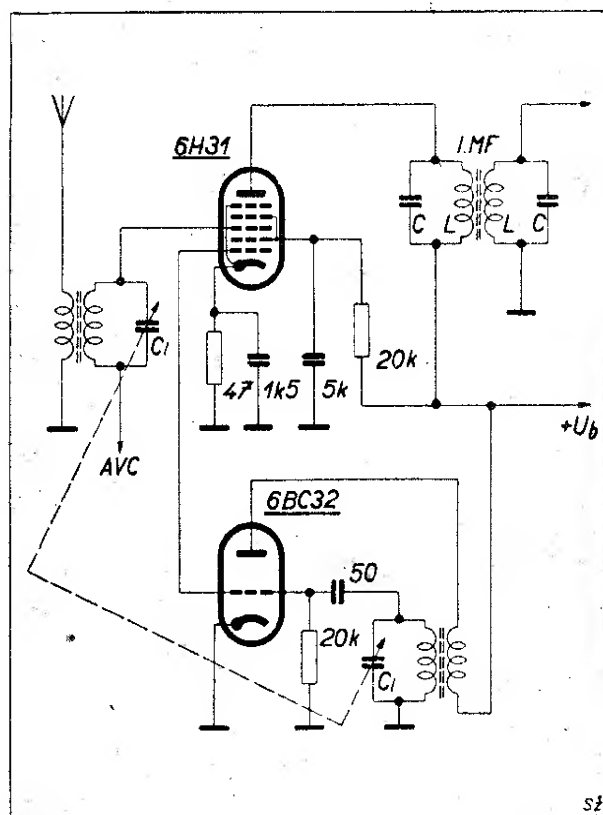
Laděné obvody a jejich prvky

Základním obvodem laděného i pásmového zesilovače jsou laděné obvody. Skládají se z kondensátorů a cívek. Jejich velikost je dána kmitočtem, který mají laděné zesilovače zesilovat. Jaký význam má kondensátor a indukčnost v laděném obvodu, poznáme dále.

Kondensátor, zapojený do obvodu stejnosměrného proudu, zamezuje jeho průtok. O této skutečnosti se můžeme



Obr. 3.



Obr. 4.

přesvědčit připojeným měřidlem proudu, které bude v klidu. Isolant (dielektrikum) kondensátoru tvoří stejnosměrnému proudu isolační překážku. Pouze v okamžiku připojení nebo odpojení zdroje proudu krátce projde kondensátorem t. zv. nabíjecí, příp. vybíjecí proud, jehož velikost je dána kapacitou kondensátoru.

Z uvedeného poznatku vidíme, že kondensátor nebude klást nekonečný odpor střídavému proudu, nýbrž naopak kondensátorem bude střídavý proud protékat. Proud, protékající kondensátorem, není vždy stejný – se zvyšujícím se kmitočtem úměrně stoupá. Rovněž bude stoupat, zvyšuje-li se kapacita kondensátoru. Mimo napětí bude protékající proud závislý na kmitočtu a kapacitě podle

$$I = U 2\pi f C \quad (1)$$

Do vzorce dosadíme za I proud v A, napětí U ve V, kmitočet f v Hz, kapacitu C ve faradech. Vzorec (1) je vlastně upravený Ohmův zákon. Za odpor je dosazen člen $2\pi f C$, což je vlastně odpor, který kondensátor klade střídavému proudu. Protože to je odpor zdánlivý, nazýváme jej odporem jalovým neboli reaktancí a označujeme X_c . Bude tedy

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{\omega C} \quad (2)$$

za $2\pi f$ dosazujeme t. zv. kruhový kmitočet střídavého proudu ω .

Během podrobného zkoumání proudu a napětí v obvodu střídavého proudu, v němž je připojen kondensátor, zjistíme, že obě veličiny nemají stejný průběh, ale že jsou navzájem posunuty. Proud předbíhá napětí o 90° čili o čtvrt periody.

Kondensátory můžeme spojit paralelně i seriově. Paralelním spojením několika kondensátorů obdržíme kondensátor o kapacitě, dané součtem dílčích kapacit.

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \dots \quad (3)$$

Naopak seriovým spojením dostaneme kondensátor o kapacitě menší než má

nejmenší kondensátor v obvodu. Zde sčítáme převratnou hodnotu kapacit dílčích kondensátorů podle

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots \quad (4)$$

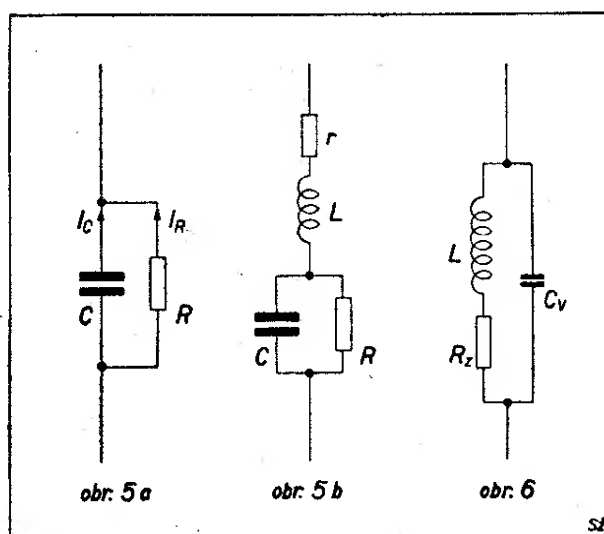
Je možná i kombinace serioparalelního spojení, avšak v praxi se používá jen zřídka.

Nedokonalý odpor dielektrika, případně vnější svodový odpor kondensátoru jsou elektrické vlastnosti u kondensátoru nežádoucí. U kmitočtů do 2 kHz jsou ztráty, zaviněné těmito vlivy, zanedbatelné. U vyšších kmitočtů, kterých se používá pro mf transformátory, musíme se ztrátami počítat. Tyto ztráty se projevují jako paralelně připojený svodový odpor ke kondensátoru (obr. 5a). Čím menší hodnotu bude mít svodový odpor, tím větší bude ztrátový proud a celkové ztráty. Proto nás nejvíce zajímá poměr ztrátového proudu I_R ke kapacitnímu proudu I_C . Tedy

$$D = \frac{I_R}{I_C} = \frac{1}{\omega C} \cdot R = \operatorname{tg} \delta \quad (5)$$

Tomuto vztahu říkáme rovněž $\operatorname{tg} \delta$. Čím dokonalejší bude dielektrikum a izolace kondensátoru, tím větší hodnotu bude mít svodový odpor a tím větší bude $\operatorname{tg} \delta$.

U kmitočtů nad 2 MHz se bude ještě projevovat seriový odpor r , zaviněný po-



Obr. 5. a 6.

vrchovým jevem v kovových částech kondensátoru, a indukčnost L , způsobená magnetickým polem střídavého proudu. Celkový náhradní obvod kondensátoru je znázorněn na obrázku 5b. Při výpočtu mf obvodu můžeme ztráty, zaviněné těmito jevy, zanedbat.

Kondensátory, kterých budeme používat v mf zesilovačích, jsou na rozdíl od kondensátorů pro laděné zesilovače pevné, t. j. mají stálou kapacitu. Použijeme vždy kondensátorů jakostních – slídových nebo keramických, s nepatrnými ztrátami. Použijeme-li kondensátorů keramických, musíme přihlídnout k jejich teplotnímu součiniteli (vyjádřen barevným nástríkem), který určuje změnu kapacity v závislosti na teplotě okolí.

Mimo kondensátorů se v laděných obvodech používá cívek. Cívkou nazýváme jakýkoliv vodič, svinutý do kruhu o jednom nebo více závitů. Průtokem elektrického proudu cívkou vzniká v prostoru okolo cívky magnetické pole. Říkáme, že cívka je nositelem indukčnosti. Indukčnost cívky L je dána magnetickým polem Φ , počtem závitů N a protékajícím proudem I podle

$$L = \frac{\Phi N}{I} \quad (6)$$

Indukčnost má drát jakéhokoliv tvaru, tedy i drát rovný. Velikost indukčnosti ovšem poroste s kruhovým tvarem a s počtem závitů.

Indukčnost měříme v jednotce henry (H). Je to jednotka příliš veliká, takže v praxi používáme jednotek $1000 \times$ nebo $1\,000\,000 \times$ menší – milihenry (mH) nebo mikrohenry (μH). Vzájemný poměr mezi nimi je

$$1\text{ H} = 1000\text{ mH} = 1\,000\,000\ \mu\text{H}$$

Vložíme-li cívku do obvodu stejnosměrného proudu, zjistíme podobný účinek jako u kondensátoru. Cívka bude klást pouze ohmický odpor, vyjádřený odporem materiálu vodiče. Naopak střídavému proudu bude klást odpor mnohem vyšší, závislý na kmitočtu proudu. Odpor indukčnosti (induktivní reaktance) bude

$$X_L = 2\pi fL = \omega L \quad (7)$$

Cívka v obvodu střídavého proudu rov-

něž způsobí posunutí fáze. Oproti kondensátoru je posunutí opačné – cívkou bude protékat proud, zpožděný o 90° za napětím.

Indukčnosti můžeme spojovat libovolně. Při spojení za sebou sčítáme indukčnosti dílčích cívek

$$L = L_1 + L_2 + L_3 + \dots \quad (8)$$

Při spojení vedle sebe bude indukčnost cívek nižší

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots \quad (9)$$

Paralelní spojení indukčností se používá v radiotechnice zřídka.

Spojujeme-li cívky za sebou, musíme pečlivě zvážit rozmístění jednotlivých cívek tak, aby neměly společný magnetický obvod. Jinak by se mohla indukčnost cívek vzájemným ovlivňováním zvětšit. Naopak i těsná blízkost závitů nakrátko nebo kovového stínění způsobí silný pokles indukčnosti.

Mimo indukčnost mají cívky ještě další, více méně nežádoucí vlastnosti, jako ztrátový odpor R_z , vnitřní kapacitu C_v . Ztrátový odpor je dán součtem ztrát ohmickým odporem (navinutého drátu cívky), ztrátami způsobenými povrchovým jevem (skin-effektem), ztrátami vířivými proudy a ztrátami dielektrickými.

Ztráty povrchovým jevem se uplatňují při průtoku vf střídavých proudů cívkou, kdy magnetické pole, vyvolané protékajícím proudem, způsobí, že proud neprotéká v celém průřezu vodiče, nýbrž pouze na povrchu. Omezujeme jej se stoupajícím kmitočtem. Odpor vodiče je pak pro vf proud mnohem vyšší než pro proud stejnosměrný. Jev omezujeme tím, že používáme několikanásobného lanka z tenkých, dobře izolovaných vodičů, ve VKV technice použitím větších průměrů drátu, případně trubek nebo plochých vodičů.

Ztráty vířivými proudy jsou způsobeny indukcí střídavého proudu z cívek do blízkých kovových součástí, jako jsou na př. stínicí kryty a pod. Spotřebovaný ztrátový výkon se opět projeví jako zvýšení ztrátového odporu R_z cívky.

Ztráty dielektrické jsou další složkou ztrátového odporu R_z . Projevují se tím, že jednotlivé závity cívky mají vůči sobě kapacitu. Vzduch, příp. blízké nedokonalé izolanty, tvoří dielektrikum a rovněž způsobují ztráty.

Kapacita mezi závity nebývá sice velká, ale musíme s ní počítat; projevuje se jako paralelně připojená kapacita k cívce (obr. 6), aniž by způsobovala přídatné ztráty. Paralelní kapacitu musíme uvažovat pouze v laděných obvodech, kdy musíme k ní v některých případech přihlédnout a případně snížit kapacitu připojeného kondensátoru. Bude-li nutno počítat skutečnou indukčnost cívky, použijeme vzorce

$$L_{ef} = L : (1 - \omega^2 L C_v) \quad (10)$$

Ztráty v cívce vyjádříme ztrátovým činitelem, který je dán poměrem napětí na ztrátovém odporu R_z a indukčnosti cívky. Bude tedy

$$\delta = U_{Rz} : U_L = R_z : \omega L = \operatorname{tg} \delta \quad (11)$$

Ztrátový činitel i zde nazýváme $\operatorname{tg} \delta$. Převratná hodnota ztrátového činitele je pak velmi používaný činitel jakosti Q cívky.

$$Q = 1 : \delta = \omega L : R_z \quad (12)$$

V radiotechnice používané cívky mají činitele jakosti 50 až 300. Jejich Q záleží rovněž na způsobu navinutí. Na něm záleží i velikost kapacity mezi závity cívky. V poslední době se k omezení kapacity používá křížového vinutí, jež je samonosné a navíc šetří místo v přístroji. Ke snížení rozměrů cívek se rovněž používá železových jader nejrůznějšího tvaru (šroubky, hrníčky, tvary EI a pod.). Jádra jsou vyrobena z prášku chemicky čistého železa, příp. kysličníku železa. Jednotlivá zrníčka prachu jsou od sebe odisolována pojídlem, které zároveň udržuje žádaný tvar jádra, daný lisováním. Nepatrná zrníčka prášku způsobují sice rovněž ztráty, avšak magnetické pole v železe je intensivnější a tak pro stejnou indukčnost postačí menší počet závitů. Ušetří se tím na délce drátů cívky a tak cívky se železovým jádrem mají menší odpor a menší celkové ztráty.

Železové jádro navíc dovoluje vyšroubováním jádra z dutiny cívky v jistých hranicích libovolně měnit indukčnost a tak doladovat obvody. Výhodou hrníčkových železových jader, která obklopují celé vinutí, je soustředění magnetického pole do prostoru uvnitř jádra a omezení případného nežádoucího vyzařování.

V pásmových mf zesilovačích se používá cívek vinutých hlavně křížově, s železovým šroubovacím nebo hrníčkovým jádrem. Výpočet těchto cívek je dosti obtížný, zvláště když neznáme přesnou hodnotu materiálové konstanty jádra, čímž se stává výsledek nepřesný. Indukčnost cívky se železovým jádrem je totiž především určena tvarem a materiálem použitého jádra. K výpočtu se všeobecně používá zjednodušeného vzorce

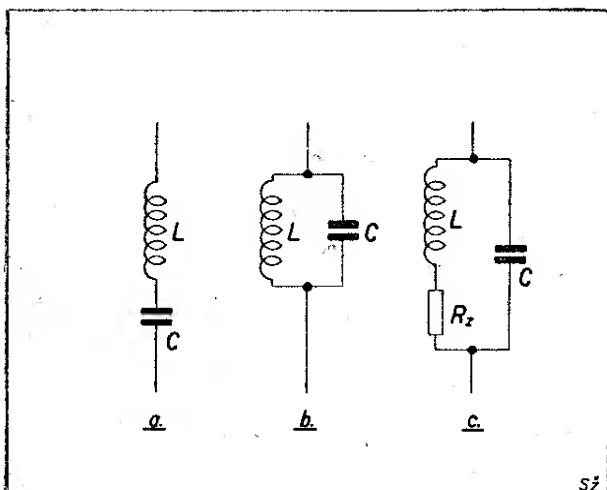
$$L = k \cdot N^2 \quad (13)$$

v němž k je činitel použitého jádra, L indukčnost v μH . Běžná jádra mají přibližnou hodnotu k : železové šroubky $M7 \times 12 \text{ mm}$ asi 0,016 až 0,018, hrníčková jádra uzavřená s doladovacím šroubkem asi 0,016 až 0,036. Aby byla možnost dodatečného doladění cívky, přidává se k vypočtenému počtu závitů 10 % navíc.

K omezení ztrát povrchovým jevem použijeme pro zvlášť jakostní cívky mf transformátorů při kmitočtu okolo 470 kHz vysokofrekvenčního lanka, složeného z určitého počtu tenkých drátků, izolovaných smaltem. Celek je pak opředen hedvábím. Nejčastěji se používá lanka se dvaceti vodiči $20 \times 0,05 \text{ mm}$, dále lanka $30 \times 0,05 \text{ mm}$, pro dlouhovlnné cívky a mf transformátory $7 \times 0,05 \text{ mm}$. Tam, kde není nutné vysoké Q , může se cívka navinout i z plného drátu.

Seriové rezonanční obvody

Jsou složeny ze seriově zapojeného kondensátoru a indukčnosti (obr. 7a). Obvod klade nepatrný odpor jenom jednomu kmitočtu – kmitočtu rezonančnímu, na nějž je naladěn. Vyšším a nižším kmitočtům klade vysoký odpor. Vysvětlíme si to tím, že indukčnost má reaktanci ωL pro nízké kmitočty malou, zatím co kondensátor reaktanci $1/\omega C$ velkou. Protože obě reaktance jsou za-



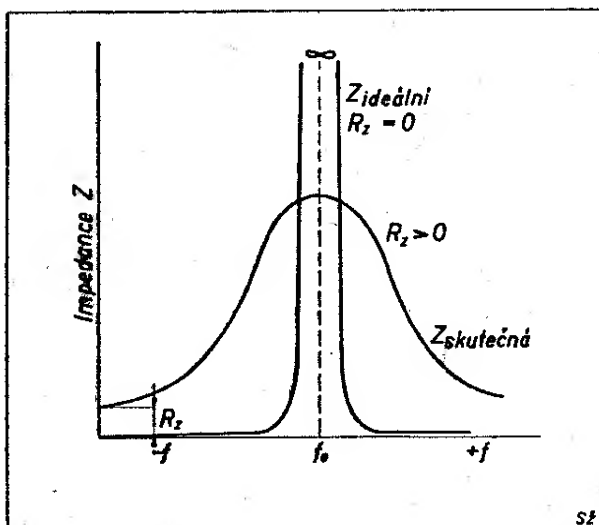
Obr. 7.

pojeny seriově, má celý obvod velký odpor. U vyšších kmitočtů je tomu obráceně. Reaktance kondensátoru je malá, reaktance cívky roste úměrně s kmitočtem. Výsledkem je opět velký odpor.

Seriových rezonančních obvodů se používá v rozhlasových přijímačích hlavně na vstupu, kde slouží jako filtr proti hvizdům. Kmitočet f_0 , při němž je rezonance obvodu nejmenší, nazýváme rezonančním kmitočtem. V tomto stavu je impedance obvodu nulová.

Paralelní rezonanční obvody

Spojíme-li cívku a kondensátor paralelně (obr. 7b), vznikne paralelní rezonanční obvod. Funkce obvodu je podobná seriovému rezonančnímu obvodu.



Obr. 8.

Cívka klade proudu o nízkém kmitočtu malý odpor, zatím co kondensátor velký odpor. Opačně je tomu u vysokých kmitočtů. Pouze u jednoho – rezonančního – kmitočtu bude klást obvod velmi vysoký odpor. Nad nebo pod tímto kmitočtem se obvod chová jako kondensátor nebo indukčnost, jejichž reaktance se mění.

Resonanční kmitočet obvodu f_0 určíme ze vztahu, v němž vodivost cívky se právě rovná vodivosti kondensátoru, tedy

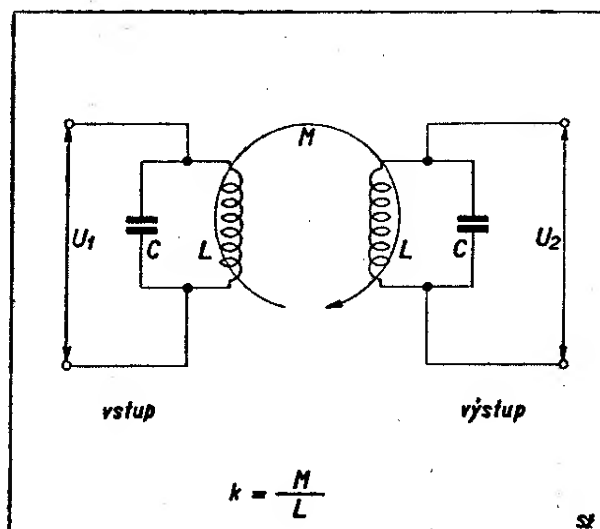
$$1/\omega_0 L = \omega_0 C \quad (14)$$

Vzorec můžeme upravit tak, až vznikne

$$f_0^2 = \frac{25\,330}{LC} \quad (14a)$$

Do vzorce dosazujeme za f_0 kmitočet v MHz, indukčnost L v μH , kapacitu C v pF. Průběh výsledné impedance paralelního rezonančního obvodu je znázorněn na obr. 8. Vidíme v něm dvě křivky: První náleží ideálnímu obvodu, který nemá žádné ztráty – rezonanční odpor je nekonečný. Druhá křivka ukazuje skutečný průběh. Resonanční odpor je mnohem nižší, neboť se zde uplatňují ztráty, zaviněné ztrátovým odporem použité cívky. Vlivem dalších ztrát bude nejen impedance obvodu nižší, ale celý průběh křivky bude plošší a u základny značně roztažený.

Největší vliv na ztráty rezonančního obvodu mají cívky. Jejich ztráty jsou



Obr. 9.

mnohem větší než ztráty kondensátorů. Protože ztráty kondensátoru a cívky se navzájem sčítají, můžeme je vyjádřit pomocí ztrátového odporu R_z . Proto všechny technické rezonanční obvody se skládají ze tří členů, nikoliv ze dvou (obr. 7c). V obvodu se vždy uplatňuje ztrátový odpor R_z , zhoršující jakost. Měřítkem jakosti obvodů je činitel jakosti, vyjádřený

$$Q = \omega_0 L / R_z \quad (15)$$

Vzorec udává, kolikrát při resonanci je reaktance cívky větší než ztrátový odpor obvodu R_z . Převratná hodnota činitele jakosti Q se označuje jako činitel útlumu δ . Další hlavní veličinou rezonančních obvodů je jejich odpor při resonanci. Určíme jej podle

$$R_0 = L / CR_z \quad (16)$$

Výpočet členů rezonančního obvodu

Při stavbě mf zesilovačů nebo jiných laděných obvodů máme dán zpravidla rezonanční kmitočet f_0 . Pro zjednodušení výpočtu zvolíme kapacitu kondensátoru, čímž zbývá určit velikost potřebné indukčnosti. K výpočtu použijeme vzorce (14), upraveného pro výpočet indukčnosti nebo kapacity.

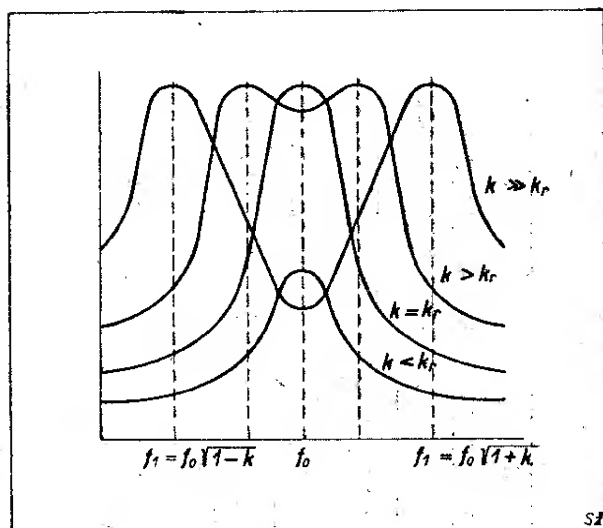
$$L = \frac{25\,330}{f^2 C} \quad (14b) \quad C = \frac{25\,330}{f^2 L} \quad (14c)$$

Počet závitů indukčnosti vypočteme podle známého vzorce (13).

Pásmové filtry

Jak jsme již poznali z obr. 8, není jednoduchý rezonanční obvod ideálním obvodem. Použijeme-li jej v přijimači, nebudeme s ním spokojeni a to ani tehdy, vyrobíme-li cívku o maximálním Q . U jednoduchých přijímačů si pomáháme zavedením zpětné vazby, která obvod odtlumí a zvýší tak Q až na 500. Postupem času vznikaly nejrůznější úpravy a vazby obvodů, které měly hlavně za úkol zvětšit jakost obvodu.

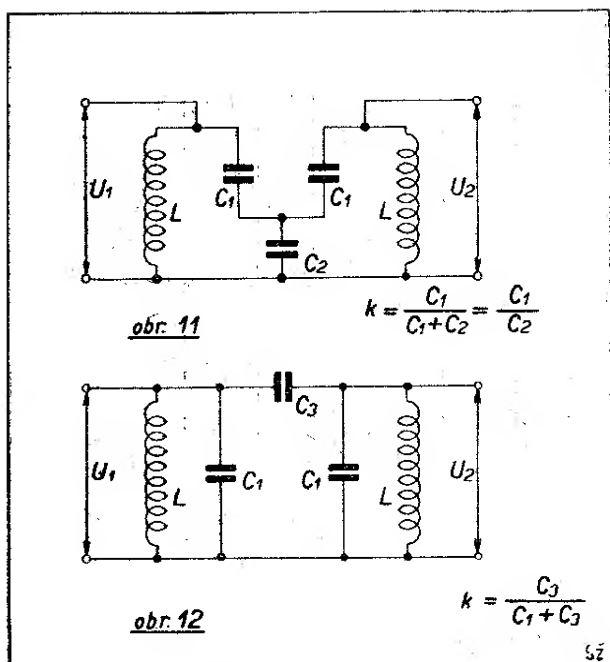
Jeden ze způsobů používá dvou volně vázaných rezonančních obvodů podle obr. 9. Výsledná rezonanční křivka tohoto obvodu je závislá na velikosti vazby (označujeme ji k). Pokud je vazba obvodu menší nebo rovná t. zv. kritické



Obr. 10.

vazbě, bude mít křivka jediný vrchol, jehož výška bude opět záviset na k . Naopak bude-li k větší než kritická hodnota, bude mít křivka dva vrcholy tím vyšší a navzájem vzdálenější, čím bude k větší. Věrné zobrazení rezonančních křivek obvodů podle obr. 9 s různě velkou vazbou obvodů znázorňuje obr. 10. Obvody využívají vazby vzájemnou indukčností M . Vazbu nastavujeme nejčastěji vzdáleností obou cíveců vůči sobě. Výhodou filtru je téměř se neměnní přenášena širší pásma při změně kmitočtu v pásmu středních vln. Pokud bude vazba volná, křivka se podobá křivce jednoduchého obvodu. Teprve při nadkritické vazbě se rozšiřují boky křivky a průběh se blíží obdélníku. Již z uvedeného orientačního obrázku je patrné, k čemu obvodu použijeme. Vestavěním do mezifrekvenčních zesilovačů získá přijímač žádoucí selektivitu při poměrně širokém přenášeném pásmu. Obvod přenáší bez zeslabení široké pásmo, při tom vzdálenější kmitočty ostře odřezává. Moderní superhetové přijímače používají v mf zesilovačích výhradně pevně naladěných pásmových filtrů.

V praxi se používá mnoha variant a uspořádání vazby pásmových filtrů. Filtr podle obr. 11 využívá proudové vazby kondensátorem C_2 . Vazba je vyjádřena poměrem napětí na kondensátoru C_2 k napětí na dvojici kondensátorů C_1 a C_2 . Stejně dobře můžeme vazbu vy-



Obr. 11. a 12.

jádrít přímo vzájemným poměrem kondensátorů

$$k = C_1 / C_1 + C_2 \quad (17)$$

Další filtr podle obr. 12 používá napětové vazby kondensátorem C_3 . Zapojení se ponejvíce používá spolu s obvodem podle obr. 9 v mf zesilovačích. Šířka pásma je dána pouze velikostí kondensátoru C_3 a roste s třetí mocninou kmitočtu. Podmínkou je dokonalé odstínění obou rezonančních obvodů filtru.

Pásmové filtry s proměnnou šíří pásma

Dokonalé rozhlasové přijímače jsou konstrukčně upraveny tak, aby bylo možno měnit jejich selektivitu. Nerušené silné stanice budou mít bohatší reprodukci výšek, rozšíříme-li přenášené pásmo. U rušených stanic musíme pásmo zúžit natolik, aby byl nerušený poslech. Řízení selektivity můžeme jednoduše provést v pásmových filtrech mf zesilovačů nastavováním vazby. U filtru podle obr. 11 měníme vazbu po stupních přepínáním různých velikostí kondensátoru C_2 . Nejsnadněji lze měnit vazbu filtru podle obr. 12, kde postačí malý kondensátor o proměnné kapacitě. Nejvíce používaný filtr podle obr. 9 mívá jednu cívku

obvodu pohyblivou. Vazbu měníme vzdalováním nebo odklápěním jedné cívky lankovým mechanismem.

Většina způsobů vyžaduje po úpravě vazby dodatečné doladění přijímače, neboť změnou vazby se nerozšiřuje pásmo rovnoměrně na obě strany kolem rezonančního kmitočtu f_0 , nýbrž pouze jednostranně. Uvedenou nevýhodu řeší výrobci přijímačů mnoha způsoby tak, aby střed pásma zůstal na místě. Velmi jednoduchý způsob proměnné vazby je změna indukčnosti závitem nakrátko při současném odklápění jedné cívky. Zmenšování indukčnosti musí být pozvolné a právě takové, aby změna vyrovnala posunutí kmitočtu, zaviněné změnou vazby. Existuje sice celá řada více nebo méně složitých způsobů změny vazby pásmových filtrů, avšak jejich funkce je v podstatě tatáž.

Mezifrekvenční zesilovače

V mezifrekvenčních zesilovacích stupních se v dnešní pokročilé technice používá výhradně pásmových zesilovačů, jejichž křivka se blíží ideálnímu obdélníku. Resonanční křivka pásmového filtru, použitého v těchto stupních, má pro náš účel velmi příznivý tvar. Nevýhodou je malá selektivita, avšak použitím více stupňových mf zesilovačů s několika laděnými obvody se selektivita podstatně zlepšuje. Protože zesilovače přenášejí a zesilují pouze určité kmitočtové pásmo, nazýváme je pásmovými zesilovači.

Podle konstrukce můžeme pásmové zesilovače rozdělit do tří skupin:

- a) zesilovače s jedním laděným obvodem,
- b) zesilovače s dvěma laděnými obvody,
- c) zesilovače s více laděnými obvody v každém stupni.

Zesilovače s jedním laděným obvodem

Nejjednodušší zesilovač je složen z jednoho nebo více stejných stupňů s jedním laděným obvodem, naladěným na rezonanční kmitočet. Podle způsobu zapojení laděného obvodu je elektronka na-

pájena buď paralelně (obr. 13b) nebo seriově s laděným obvodem (obr. 13a). V některých zesilovačích schází paralelní kapacita C_0 , neboť ji nahrazují kapacity spojů a mezielektrodové kapacity elektronek.

Použití jednoho nebo druhého způsobu zapojení je dáno pracovními podmínkami zesilovače. Bude-li mf kmitočet poměrně nízký a rovněž šířka propouštěného pásma bude úzká, použijeme seriového obvodu. Velikost svodového odporu R_g musí být taková, aby při vložení tohoto odporu do anodového obvodu elektrony vznikl na něm úbytek větší části anodového napětí.

Při vysokém mf kmitočtu a širokém přenášeném pásmu bude nutno vypustit kapacitu C_0 , kterou plně nahradí kapacita přívodů a elektrony. Laděný obvod musíme ještě překlenout paralelním odporem (1 až 20 k Ω podle účelu). V těchto případech můžeme použít obou způsobů zapojení.

Resonanční křivka více stupňového pásmového zesilovače nezávisí na druhu zapojení, ale je dána hlavně počtem stupňů a způsobem sladění obvodů. Všeobecně se používá těchto způsobů sladění:

1. Obvody všech zesilovačů jsou nastaveny na jediný rezonanční kmitočet. Resonanční křivka celého zesilovače je dána produktem rezonančních křivek jednotlivých stupňů. Sčítá se pouze citlivost stupňů. Všechny rezonanční obvody jsou překlenuty vnitřním odporem elektrony, který se připočítává ke ztrátovému odporu obvodu.

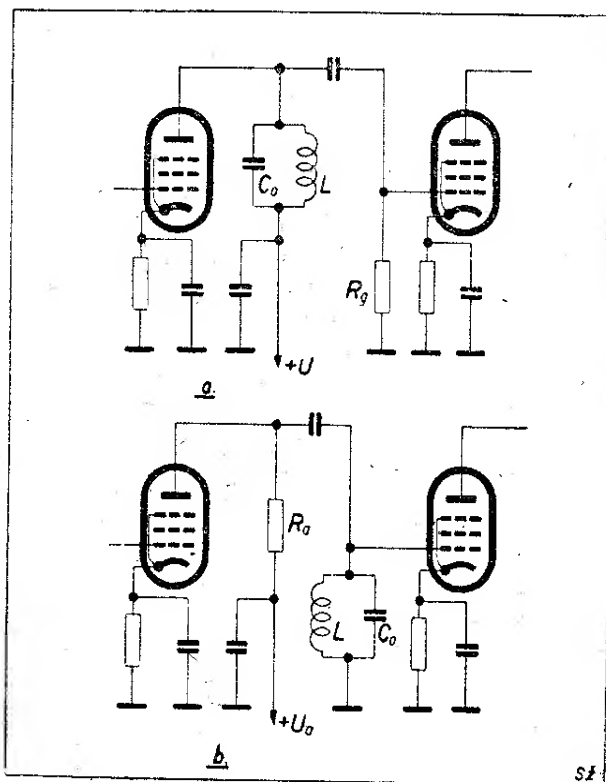
2. Obvody zesilovačů jsou symetricky naladěny o několik kHz níže nebo výše než je střední rezonanční kmitočet f_0 . Celý zesilovač musí mít vždy sudý počet obvodů, z nichž jedna polovina je naladěna na kmitočet nižší $-f$, druhá polovina na vyšší kmitočet $+f$. Resonanční křivka zesilovače je dána rezonančními křivkami jednotlivých stupňů. Vyvažování obvodů je dosti komplikované a není úměrné dosaženému výsledku. Výsledná křivka se sice podobá křivce pásmového filtru podle obr. 9, pokles mezi vrcholy bývá často značný a křivka nemá tak strmý průběh.

3. Obvody zesilovače jsou naladěny na tři kmitočty, z nichž střední kmitočet f_0 je rezonanční. Výsledná křivka je značně výhodnější než předešlá. Pro dosažení slušného výsledku je bohužel nutno použít celé řady zesilovacích stupňů, což komplikuje konstrukci přístroje. Takový zesilovač musí mít vždy nejméně tři stupně. Obvody se vyvažují tak, že první stupeň je naladěný na kmitočet f_0 , tedy do středu rezonanční křivky, další dva obvody se nastaví na kmitočty $-f$ a $+f$. Výsledná rezonanční křivka má tři vrcholy a není příliš strmá.

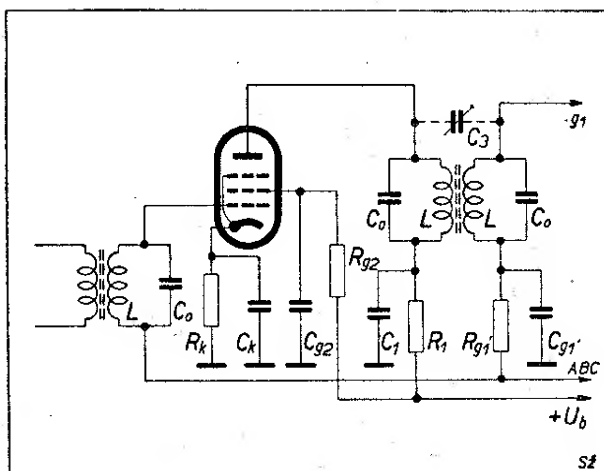
Nedostatkem všech tří druhů zesilovačů je poměrně malá selektivita. Přesto jsou vhodné hlavně tam, kde se žádá široké propouštěné pásmo při malé selektivitě, jako je tomu ve VKV mf zesilovačích jakostních televizních přijímačů. V porovnání s jinými druhy pásmových zesilovačů mají popsané zesilovače největší zesílení na stupě.

Pásmové zesilovače se dvěma laděnými obvody

V podstatě ke stejným výsledkům dojdeme, použijeme-li na místo zesilovacích stupňů s jedním rezonančním obvo-



Obr. 13.



Obr. 14.

dem stupeň s dvěma obvody, nastavenými na kmitočet f_o a vázanými nadkritickou vazbou. Konstrukce celého zesilovače při stejném výsledku je podstatně jednodušší. Navíc je možno vazbu obvodů nastavit podle potřeby. V praxi se používá všech tří druhů pásmových filtrů podle obr. 9, 11 a 12. Praktické zapojení zesilovacího stupně s pásmovým filtrem, vázaným vzájemnou indukčností, je na obr. 14. Místo induktivní vazby můžeme použít vazby kapacitní, jak naznačuje čárkované připojení kondensátor C_3 . Podmínkou je dokonalé odstínění obou rezonančních obvodů, aby nenastala vazba vzájemnou indukci.

Praktické zapojení pásmového zesilovače se dvěma obvody podle obr. 14 je všeobecně platné zapojení mf zesilovače, v němž stačí použít pro různé typy elektronek poněkud odlišných odporů. Stupeň je jednoduchý, má jen několik součástí. Podle žádané přenášené šířky pásma zesilovače můžeme případně připojit k cívkám paralelní útlumové odpory R_a a R_g , případně vypustit paralelní kondensátory C_o . Tento případ se vyskytuje hlavně u mf zesilovačů, určených pro příjem kmitočtově modulovaného rozhlasu.

Pásmové zesilovače se třemi a více obvody

Zesilovače této skupiny obsahují na různých stupních různý počet laděných obvodů, které lze podle potřeby nastavit na stejné nebo různé kmitočty. Těchto

zesilovačů se používá hlavně v moderních sdělovacích přijímačích, kde je použito nízkého mf kmitočtu (50 až 80 kHz). S praktickým provedením osvědčeného zesilovače se setkáme dále.

Volba mf kmitočtu

Mezifrekvenční kmitočet se volí podle účelu přijímače, v němž má být pásmový zesilovač vestavěn. Volba se řídí těmito základními podmínkami:

Zvolený mf kmitočet nesmí být v pásmu přijímaných kmitočtů. Nesplníme-li tuto podmínku, může nastat případ, kdy vyladěný vstupní signál se bude jen o málo odlišovat od mezifrekvenčního kmitočtu. Mf zesilovač oba kmitočty zesílí. Po detekci vznikne slyšitelný záznějový tón, jehož výška se bude rovnat rozdílu mf a vstupního kmitočtu. Dále musíme očekávat silné rušení stanicemi, pracujícími na blízkém kmitočtu okolo zvoleného mf kmitočtu.

Mf kmitočet je samozřejmě závislý na tom, jakou selektivitu žádáme od pásmového filtru. Zvolíme-li kmitočet vysoký, bude selektivita zesilovače malá, neboť rezonanční křivka obvodů bude málo ostrá. U nízkých mf kmitočtů nastává nebezpečí rušení zrcadlovými kmitočty. Selektivita však bývá velmi dobrá.

Jak vzniká rušení zrcadlovými kmitočty, si objasníme na jednoduché teorii. Na obr. 15 je naznačen průběh rezonanční křivky vf zesilovače. Zesilovač je naladěn na kmitočet f_s , který po zesílení přivádíme na vstup směšovače. Zpravidla místní oscilátor směšovače pracuje na kmitočtu f_{osc} vyšším než je kmitočet f_s . Mf kmitočet f_m pak bude

$$f_m = f_{osc} - f_s \quad (18)$$

Jak víme, může se mf kmitočet vytvořit jako zázněj kmitočtu oscilátoru s kmitočty dvou stanic – buď s kmitočtem přijímané stanice f_s podle uvedené rovnice nebo s kmitočtem f_{zr} zrcadlové rušící stanice, jejíž kmitočet je nižší než f_{osc} . Mf kmitočet je pak dán součtem kmitočtů podle

$$f_m = f_{osc} + f_{zr} \quad (19)$$

Zrcadlový kmitočet je sice zeslabován vstupním obvodem směšovače a vf zesí-

lovači, pronikne-li však do mf zesilovače, bude zesílen a bude silně rušit příjem žádané stanice. Velké nebezpečí rušení zrcadlovými kmitočty nastává právě u mf zesilovačů s nízkým kmitočtem, protože poměrně málo jakostní laděné obvody propouštějí i zrcadlové kmitočty. Odtud vzniká první pravidlo, podle něhož musí být mf kmitočet tím vyšší, čím vyšší je přijímaný signál. Pouze tak se zajistí dostatečné odladění zrcadlového kmitočtu a potřebné zeslabení nebo přímo potlačení na vstupu přijímače.

Z předchozí úvahy vyplývají dva protichůdné požadavky: Vysoká selektivita mf zesilovače nedovoluje používat mf pásmových filtrů s vysokým kmitočtem, který naopak vyžaduje odstranění rušivých zrcadlových kmitočtů. Oba protiklady se řeší těmito způsoby:

a) U vyšších mf kmitočtů se musí pásmové filtry vyrobit s největší dosažitelnou hodnotou Q , což je běžnými prostředky téměř nemožné.

b) Použije se dvojího nebo trojího směšování; mf zesilovače budou naladěny na dva nebo tři mf kmitočty (nejvyšší kmitočet musí mít obvody ihned za prvním směšovačem).

c) Zlepší se selektivita zvýšením počtu vysokofrekvenčních předzesilovacích stupňů (nejčastější případ).

V praxi se ponejvíce používá zesilovacích stupňů podle obr. 14. Aby se dosáhlo vysoké selektivity, zvolí se co největší počet dvojic laděných obvodů a nejvhodnější mf kmitočet s ohledem na přijímané kmitočty a potřebnou šířku přenášeného pásma.

Šířka přenášeného pásma je dalším důležitým činitelem, majícím vliv na volbu mf kmitočtu a na použité obvody vůbec. Sdělovací přijímače pro příjem telegrafních signálů vyžadují značné omezení přenášeného pásma na 100 až 800 Hz, neboť se tím omezí rušení sousedními stanicemi. Abychom tento požadavek splnili pomocí běžných obvodů, bylo by nutno použít mf kmitočtu 5–10 kHz, což je dosud neproveditelné. Zatím se k těmto účelům používá zvláštních mf obvodů s výbrusem krystalu křemene, případně magnetostrikčních filtrů. Často se používá zvláštních mf

zesilovačů s třemi nebo čtyřmi laděnými obvody v jednom zesilovacím stupni.

Ještě je nutno uvést další prostředky k více nebo méně účinnému potlačení zrcadlového kmitočtu, jako je induktivně-kapacitní vazba laděného obvodu s elektronkou v zesilovači, případně vložení paralelního rezonančního obvodu, naladěného na mf kmitočet do katodového obvodu elektronky v zesilovači (využívá se záporné zpětné vazby), nebo přímo do přívodu anteny.

Výpočet mf pásmových zesilovačů

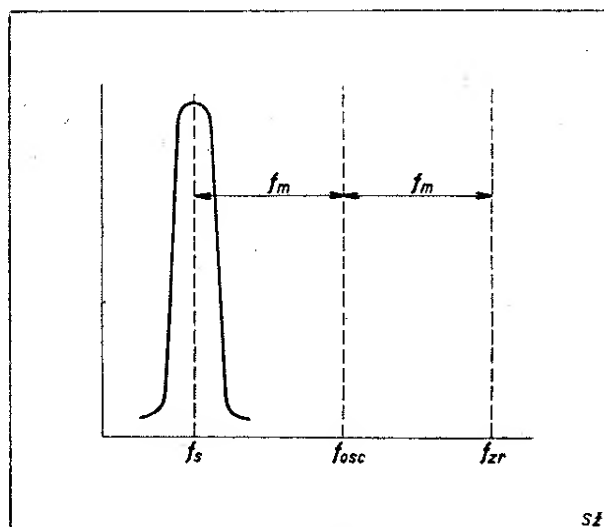
Výpočet mf zesilovače je nejčastěji dán těmito veličinami:

- a) Šířkou přenášeného pásma celého zesilovače $\Delta f_{0,7}$,
- b) středním rezonančním kmitočtem zesilovače f_0 ,
- c) zesílením celého zesilovače V_0 při kmitočtu f_0 ,
- d) selektivitou (někdy nebývá uvedena),
- e) dalšími konstrukčními zvláštnostmi, účelem použití, způsobem napájení, cenou a někdy i váhou.

Provedený výpočet musí s konečnou platností zodpovědět otázky:

1. Jakého zapojení a kolikastupňového zesilovače nutno použít, abychom všechny požadavky splnili.
2. Jaké nejvyšší přípustné tolerance musí mít použité součásti.

Uvedené otázky zodpovíme postupně.



Obr. 15.

Volba kapacity C_o

Jednou z nejdůležitějších veličin mf pásmového zesilovače je správně zvolená paralelní kapacita rezonančního obvodu. Tato kapacita je dána součtem kapacity C_o , kapacity spojů C_{spoj} a vstupní a výstupní kapacitou elektronky.

$$C = C_o + C_{spoj} + C_{g1} + C_a = C_o + (C_n) \quad (20)$$

Tři poslední kapacity jsou nežádoucí a mění se s teplotou, při přeložení spojů během opravy a taktéž při výměně elektronky.

Zvolíme-li kapacitu C_o velkou, rezonanční odpor obvodu R_o bude malý, neboť reaktance obvodu při resonanci je dána

$$X_o = \sqrt{L/C} \quad (21)$$

Resonanční odpor R_o závisí na činiteli útlumu δ , který nelze zvolit minimální, neboť je jím určena šíře přenášeného pásma Δf a mf kmitočet f_m podle

$$\delta = \Delta f / f_m \quad (22)$$

Nízký rezonanční odpor obvodu bude mít za následek bezprostřední snížení zesílení stupně. Je proto nutno zvolit kompromisní řešení, kterým se zajistí jednak žádané zesílení, jednak tvar rezonanční křivky (nebude deformován).

Malé paralelní kapacity sice zvětší rezonanční odpor obvodu a tím i zesí-

lení, avšak vlivem přípustných tolerancí mezielektrodoových kapacit elektronky se může tvar křivky celého zesilovače deformovat při výměně elektronky. Jakákoliv změna kapacity rozladí většinu obvodů v zesilovači a zúží přenášené pásmo. Rozladíme-li obvod druhého mf stupně vůči prvnímu stupni, posuneme tím rezonanční křivku poněkud stranou od středního kmitočtu f_m . Výsledná křivka obou stupňů bude užší, takže se zúží též přenášené pásmo. Toto platí pouze u pásmových filtrů s křivkou, blízkou se obdélníkovému tvaru. U jiných obvodů s odlišnou křivkou způsobí rozladění rozšíření přenášeného pásma.

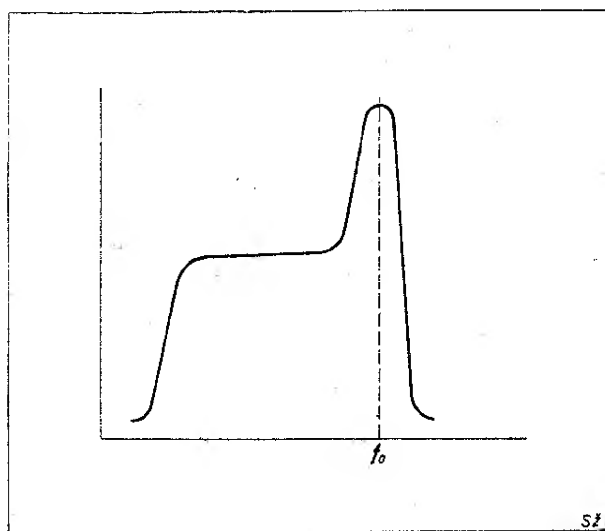
Rozladění obvodů může způsobit i silnou deformaci rezonanční křivky. Příklad jednostranně deformované křivky ukazuje obr. 16.

Resonanční křivka bude tím stabilnější, čím větší bude kapacita C_o a čím menší kapacita C_n .

Chceme-li se uvedeným případům vyhnout, zvolíme velikost kapacity takovou, aby přenášená šíře pásma byla stálá při všech změnách kapacit a zesílení stupně bylo dostatečné. V praxi se ustálila hodnota C_o 100 až 200 pF pro mf pásmové filtry s rezonančním kmitočtem okolo 470 kHz.

Celá řada výrobců volí raději menší zesílení stupně, takže lze použít kapacity C_o nad uvedenou hranici. Zvětší se tím stabilita, což je velmi výhodné hlavně tehdy, má-li elektronka v mf stupni vyšší strmost (5 mA/V). Použije-li se přímé vazby obvodu s elektronkou, zvýšená kapacita zmenší paralelní vliv vnitřního odporu elektronky na anodový laděný obvod, který bude méně tlumen. Není žádnou vzácností setkat se v mf filtrech s kapacitou až 800 pF. Uvedeného využívají četní výrobci přijímačů k tomu, aby nabízeli své přijímače s velkým počtem mf obvodů, ovšem o jejich rezonančním odporu se raději nezmiňují. Je totiž velmi obtížné zhotovit přijímač s větším počtem jakostních mf obvodů než 5; u bateriových přijímačů již 4 obvody tvoří mezní hranici.

Na základě praktických zkušeností se doporučuje tento postup výpočtu C_o :



Obr. 16.

a) Nejdříve určíme minimální kapacitu C_n (kapacitu spojů odhadem).

b) Kapacitu C_o zvolíme podle přenášené šířky pásma; $C_o = 0$ bude při šířce několik MHz, $C_o = 50$ pF při šířce několik set kHz, pro běžný rozhlasový přijímač s šířkou pásma 5–9 kHz postačí $C_o = 200$ pF a u přijímačů pro příjem telegrafie bude vhodné $C_o = 500$ pF. Zvolením těchto kapacit je ovšem dán i mf kmitočet, který v prvním případě bude 30–50 MHz, v dalších 10,7 MHz, 465 kHz a 50–80 kHz.

V ostatních případech je nejlépe při výpočtu vycházet z podmínky rovnosti, podle níž

$$\frac{\Delta C}{C} \leq \frac{\delta}{3} \quad (23)$$

kde δ je činitel útlumu každého obvodu, $\Delta C/C$ poměrné rozladění obvodu změnou mezielektrodové kapacity vyměněné elektronky. Toleranci mezielektrodové kapacity bohužel výrobci ve svých údajích většinou neudávají. Zpravidla můžeme u většiny vf pentod počítat s hodnotou $\pm 1,5$ –3 pF. Střední hodnota vstupní, výstupní a průchozí kapacity některých nejvíce používaných elektronek je v tabulce I. (str. II. ob.).

Při určení kapacity C_n musíme správně odhadnout kapacitu spojů C_{spoj} . Tato bývá u přímo vázaných obvodů podle obrázku 13 až 10 pF, u induktivně vázaných obvodů podle obr. 14 není menší než 5 pF. S těmito kapacitami musíme počítat hlavně u krátkovlnných mf pásmových filtrů.

Volba indukčnosti a činitele útlumu obvodu

Při zvolené kapacitě C_o a určeném mf kmitočtu je dána indukčnost obvodu základním vzorcem (14b). Činitel útlumu δ laděného obvodu je dán zvoleným mf kmitočtem podle vzorce (22). Pokud bude činitel útlumu příliš nízký, bude též přenášené pásmo úzké.

Volba vazby mezi obvody

Jak jsme poznali již dříve, je rovněž vazba obvodů mf pásmového filtru velmi důležitá. Bude-li příliš volná, bude zesílení stupně malé a tvar resonanční křivky nebude pro náš účel vhodný –

křivka se bude jen málo lišit od křivky jednoduchého obvodu v laděném zesilovači. Nedostatků neodpomůže ani velký počet obvodů.

Přílišná, nadkritická vazba obvodů způsobí hluboké sedlo uprostřed vrcholu křivky. Výsledkem je menší selektivita a větší útlumové skreslení. Vazbu nastavíme na optimální hodnotu tak, aby tvar křivky byl co nejbližší obdélníku bez sedla na vrcholu (nastavujeme pomocí osciloskopu).

Výpočet zesílení stupně

Zesílení stupně s pásmovým filtrem je závislé na resonančním odporu obvodu R_o , činiteli vazby mezi obvody a na strmosti elektronky. Bude tedy

$$V_o = \frac{\omega M L S}{C R^2 \left(1 + \frac{\omega^2 M^2}{R^2} \right)} \quad (24)$$

Rovnice platí pro výpočet zesílení pásmového zesilovače v zapojení s přímou vazbou anodového obvodu podle obr. 9, 11 a 12. M je vzájemná indukčnost cívek pásmového filtru.

Při naprosto stejných pracovních podmínkách všeobecně platí, že pásmový zesilovač má pouze poloviční zesílení než stupeň s jedním laděným obvodem. Příčinou je přenos energie z anody elektronky do druhého obvodu přes obvod první, v němž se část energie ztratí. U zesilovače s jedním laděným obvodem se přenáší energie z anody do laděného obvodu přímo.

Ve výpočtu celkového zesílení mf zesilovače nesmíme opomenout první pásmový filtr, zapojený mezi směšovač a řídicí mřížku elektronky prvního mf zesilovače, neboť směšovač současně pracuje jako zesilovač.

Výběr elektronek

Mf zesilovače musí mít mimo selektivitu potřebné zesílení, které značně závisí na typu použité elektronky. Největší *stabilní* zesílení stupně nezávisí pouze na strmosti, ale i na průchozí kapacitě $C_{a/g1}$ elektronky. Vlivem této kapacity je mřížkový a anodový obvod vázán elektronovým proudem. Fáze a ve-

likost přídavného napětí, přeneseného z anody zpět na mřížku, závisí na velikosti kapacity $C_{a/g1}$, na kmitočtu, rezonančním odporu obvodu a jeho vyvážení. V nepříznivém případě způsobí uvedené vlivy rozkmitání zesilovače, případně nežádoucí změny v útlumu obvodu, způsobující skreslení rezonanční křivky.

Za předpokladu dodržení podmínky $Z_a < R_i$ při volbě hodnot laděného obvodu a jeho vazby s elektronkou, můžeme určit maximální přípustné zesílení stupně podle

$$V_{o \max} \doteq 0,42 \sqrt{\frac{S}{\omega C_{a/g1}}} \quad (25)$$

(Z_a je impedance anodové zátěže, R_i vnitřní odpor elektronky.)

Vidíme, že stabilní zesílení nezávisí tolik na hodnotách obvodu a jeho vazbě s elektronkou, ale naopak se mění přímo úměrně s druhou odmocninou strmosti a nepřímo úměrně s druhou odmocninou kmitočtu a kapacity $C_{a/g1}$. Odtud plyne, že k dosažení největšího zesílení stupně musíme použít elektronky s vhodnou velikostí strmosti S a s pokud možno minimální kapacitou $C_{a/g1}$.

Stabilní zesílení je proto jednoznačně dáno při určitém kmitočtu a zvoleném součiniteli stability poměrem $S/C_{a/g1}$. U triod je tento poměr malý, neboť jej zhoršuje značná kapacita. Proto se triody pro mf zesilovače nehodí. Dříve se sice triod používalo, ale bylo nutno zavádět neutralisaci k vyloučení parasitních kmitů.

Nejvýhodnější jsou pro mf zesilovače vf tetrody a pentody. Mají poměrně vysoký vnitřní odpor, takže obvody nejsou tolik tlumeny, a rovněž nižší průchozí kapacitu $C_{a/g1}$. Stabilní zesílení s nimi je až desetinásobně vyšší než s triodou. Dnes se používá pro mf zesilovače pentod, neboť jejich strmost a vnitřní odpor je větší a mají menší průchozí kapacitu $C_{a/g1}$ (přibližně 300 až 500×) než tetrody. Výhodou je i to, že μ a S jsou dosti vysoké též při nízkých napájecích napětích, což je důležité hlavně u elektronek pro bateriové napájení.

Náchylnost zesilovače ke kmitání omezíme tím, že obvody dostatečně odstí-

níme, aby se vzájemně neovlivňovaly. Průchozí kapacitu můžeme u miniaturních elektronek ještě snížit tím, že elektronku uzavřeme do kovového stínícího krytu (kapacita se sníží až na polovinu původní hodnoty, naměřené bez krytu).

Moderní přístrojová technika používá k osazování mf zesilovačů mnoha typů vf pentod. Nové přijímače se osazují výhradně miniaturními elektronkami řady heptal a noval. Jejich elektrické hodnoty spolu s hodnotami starších elektronek jsou v tab. (str. II. obálky). Výběr vhodných elektronek provedeme podle žádaného zesílení stupně a podle zvoleného mf kmitočtu.

Elektronky EBF80, EF89, AF3, EF9, EF11, EF22, 6SJ7, 6SK7, 6K7 a 6J7, jejichž strmost je dosti nízká, použijeme v mf stupních, přenášejících poměrně úzké pásmo (na př. v běžných přijímačích pro příjem amplitudově modulovaného rozhlasu). Bateriové přijímače pro stejný účel osadíme elektronkami 1F33, 1F34, DF91 nebo DF96.

Elektronky 6F31, 6F32, EF85, 6SH7, 6SG7 mají středně vysokou strmost – okolo 5 mA/V. Použijeme-li je v zesilovačích s úzkým pásmem, obdržíme větší zesílení (pokud neposuneme pracovní bod tak, abychom dostali zesílení stejné s elektronkami předešlé skupiny. Dále můžeme je použít v zesilovačích, přenášejících pásmo 0,1 až 1 MHz (v přijímačích pro příjem kmitočtově modulovaného rozhlasu).

Elektronky 6F36, EF80, 6F24, 6F10 mají vysokou strmost (9 až 12 mA/V) a jsou určeny pro zesilovače s širokým přenášeným pásmem.

K ulehčení výpočtu jsou v tabulce II vypočteny hodnoty maximálního zesílení stupně podle rovnice (25) s některými nepoužívanějšími typy elektronek pro různé mf kmitočty.

Bližším studiem údajů v tabulce II zjistíme, že maximální rozdíl mezi zesílením jednotlivých typů elektronek s různou strmostí se neliší více než o činitele 3. Mimo zpětnou vazbu, zaviněnou průchozí kapacitou elektronky, se ještě uplatňuje vazba způsobená kapacitou spojů, kapacitou elektronkové objímky, přívody a špatným odstíněním přívodů,

Tabulka II. Maximální dosažitelné zesílení s elektronkou daného typu v mf zesilovači

f_m (MHz) Typ elektronky	0,1	0,465	1	3	10	30	60	90
6F10	420	195	130	76	42	24	17	14
6F32	270	125	85	49	27	15,5	11	8,9
6AG5	240	110	76	44	24	14	10	8
6K7	300	140	95	54	30	17	12	10
6J7	270	125	85	49	27	15,5	11	8,9
6SJ7	300	140	95	54	30	17	12	10
6SK7	440	200	140	80	44	25	18	14,5
6SH7	670	310	190	120	67	39	27	22

jak jsme vysvětlili již dříve. Vazba těmito obvody bývá mnohem větší než vazba průchozí kapacitou. Přesto v praxi postačí, budeme-li u moderních elektronek (hlavně miniaturních) uvažovat při výpočtu maximálního přípustného zesílení pouze udanou kapacitu $C_{a/g1}$.

Poněkud těžší to bude při praktickém uvádění mf zesilovače do chodu. Uplatňující se zpětná vazba bude záviset hlavně na stínění obvodů, někde bude žádoucí elektronky odstínit a naposled je nutno uvést správné rozmístění součástí tak, aby přívody byly co nejkratší.

Po výběru vhodné elektronky se ještě doporučuje přezkoušet výpočet zesílení a kapacity obvodu podle vzorce (26) a srovnat s údaji v tabulce II. Pro mf zesilovač s jedním laděným obvodem a s pentodou o vysokém vnitřním odporu platí zjednodušený vzorec k výpočtu zesílení stupně.

$$V_{r1} = \frac{S}{2C \Delta f} \quad (26)$$

I zde vidíme, že zesílení není závislé na rezonančním kmitočtu zesilovače, ale že je závislé na šíři přenášeného pásma Δf . Čím menší bude šířka pásma a čím bude vyšší rezonanční kmitočet zesilovače, tím je větší nebezpečí přílišného zesílení stupně a tím možnost jeho rozkmitání.

Z rovnice (26) je navíc zřejmé, že pro určitou šířku pásma Δf je zesílení stupně závislé na poměru S/C . Bude-li širší pásma relativně malá, je možno dosáhnout dostatečného zesílení a vysoké

stability i s elektronkami, jejichž strmost je 1 až 2,5 mA/V. Žádá-li se mimořádná stabilita rezonanční křivky, je vhodné použít elektronek se strmostí 4 až 5 mA/V, což současně umožní zvýšit kapacitu C_o a počet laděných obvodů zesilovacího stupně.

Praktický výpočet

K vyčíslení výpočtu pásmového zesilovače pro amplitudovou modulaci známe základní veličiny – mf kmitočet f_m , šířku propouštěného pásma Δf , celkové zesílení mf zesilovače a selektivitu.

Nejdříve vypočteme činitel útlumu obvodů

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (22)$$

Odtud zjistíme činitele jakosti obvodů

$$Q = \frac{1}{\delta} \quad (12)$$

Maximální přípustná velikost rezonančního odporu R_o každého obvodu je dána jednak paralelně připojeným vnitřním odporem elektronky, jednak nejvyšším stabilním zesílením. Nejdříve vypočteme podle

$$R_o \leq \frac{1}{4} R_i \quad (27)$$

Výpočet ještě ověříme

$$R_o \leq \sqrt{\frac{0,18}{2\pi f_m C_{a/g1} S}} \quad (28)$$

Bude-li výsledek podle obou vzorců rozdílný, zvolíme nižší hodnotu.

Charakteristická reaktance obvodů [v Ω] je pak

$$X_o = R_o \delta \quad (29)$$

Kapacitu C v pF a indukčnost L v mH určíme z

$$C = \frac{1}{2\pi f_m X_o} \quad (30)$$

$$L = \frac{X_o}{2\pi f_m} \quad (31)$$

Vypočtenou kapacitu přezkoušíme, zda vyhoví s ohledem na stabilitu resonanční křivky při výměně elektronky.

Obvody pásmového filtru vážeme činitelem

$$k = \eta \delta \quad (32)$$

kde η je veličina, která se volí v rozmezí od 0,5 do 1,5, nejčastěji 1. Odtud je vzájemná indukčnost mezi cívkami [v mH]

$$M = k L \quad (33)$$

Zesílení každého stupně při resonanci bude

$$V_o = \frac{\omega M L S}{C R^2 \left(1 + \frac{\omega^2 M^2}{R^2}\right)} \quad (24)$$

Po zjednodušení vzorce bude

$$V_o = \frac{\eta}{1 + \eta^2} S R_o \quad (24a)$$

Za η dosazujeme stejnou hodnotu jako ve vzorci (32). Celkové zesílení mf zesilovače je dáno součinem zesílení všech použitých stupňů. Bude-li se výsledné zesílení mf zesilovače blížit předepsané hodnotě, ale nedosáhne jí, zmenšíme kapacitu C laděných obvodů tak, abychom žádaného zesílení dosáhli.

Selektivita pásmového filtru (dvojice laděných obvodů) je dána

$$v_2 = \frac{\sqrt{(1 - x_2^2 + \eta^2)^2 + 4x_2^2}}{2\eta} \quad (34)$$

$$\text{kde } x_2 = \frac{2 \Delta_2 f}{\delta f_m}$$

Za $2 \Delta_2 f$ dosadíme předepsané rozladění od mf kmitočtu zesilovače. Selektivita je vždy definována tím, že při rozladění o $2 \Delta_2 f$ se má zmenšit zesílení v_2 alespoň 500krát. V praxi bývá zesílení menší 1000 až 3000krát.

Výpočet mf zesilovače pro fm rozhlas

Mf zesilovač v přijimačích pro příjem kmitočtově modulovaného rozhlasu se odlišuje od běžných obvodů hlavně v šíři přenášeného pásma a vyšším mf kmitočtem. Mf kmitočet je určen vstupním kmitočtem podle zásad, o nichž jsme již pojednali. V praxi se používá kmitočtu 6,5 a 10,7 MHz. První kmitočet je shodný s mf pro zvukové části televizních přijímačů, druhý kmitočet je jako nejvýhodnější dohodnut mezinárodně. Oba kmitočty vyhovují všem podmínkám.

U fm signálu přenáší mf zesilovač šířku pásma, určenou postranními kmitočty modulačního signálu.

$$\Delta f = 2 (F + f_{mod}) \quad (35)$$

Protože místní oscilátor směšovače je dosti nestabilní, musíme přenášené pásmo zvětšit minimálně o ± 15 kHz. Bude-li $f_{mod} = 15$ kHz a F mezinárodně dohodnutý kmitočtový zdvih ± 75 kHz, bude přenášená šíře pásma 210 kHz. Zpravidla se určuje šíře pásma 200 kHz. Nastavíme-li kritickou vazbu laděných obvodů se stejným Q , bude impedance pásmového filtru pro mf kmitočet

$$X_o = \frac{Q}{4\pi f_m C} \quad (36)$$

Kapacita C zahrnuje celkovou kapacitu obvodu včetně kapacit elektronky a spojů. Q celého obvodu vypočteme podle

$$Q = \sqrt{2} \frac{f_m}{\Delta f} \quad (37)$$

Stabilní provoz zesilovače vyžaduje, aby impedance X_o byla vždy menší než kritický odpor R_m , jehož hodnotu vypočteme podle

$$R_m = \sqrt{\frac{2}{2\pi f_m C_{a/g1} S}} \quad (38)$$

Aby byl zesilovač stabilní, doporučuje se impedanci X_0 ovlivnit volbou vhodné kapacity C tak, aby byla alespoň o 20 % menší než vypočtený R_m .

Celkové zesílení mf zesilovače bude

$$V = S X_0 \quad (39)$$

Zapojíme-li n -pásmových filtrů seriově, musíme zvětšit šíři pásma Δf podle následujícího vzorce na konečnou hodnotu

$$\Delta f_v = \frac{\Delta f}{1,1 \sqrt{n}} \quad (40)$$

Aby se dosáhlo optimálních pracovních podmínek fázového diskriminátoru, musí se vhodně volit hodnoty pásmového filtru, jenž je určen k připojení na diskriminátor. Jakost obvodu je dána

$$Q = \frac{f_m}{3 F} \quad (41)$$

kde f_m je mf kmitočet, F maximální kmitočtový zdvih. Rozladění obvodu, způsobené kmitočtovou modulací, bude

$$r = \frac{2 F}{f_m} Q \quad (42)$$

V praxi bývá rozladění r přibližně 0,65.

Závislost rozladění filtru na činiteli vazby je dána

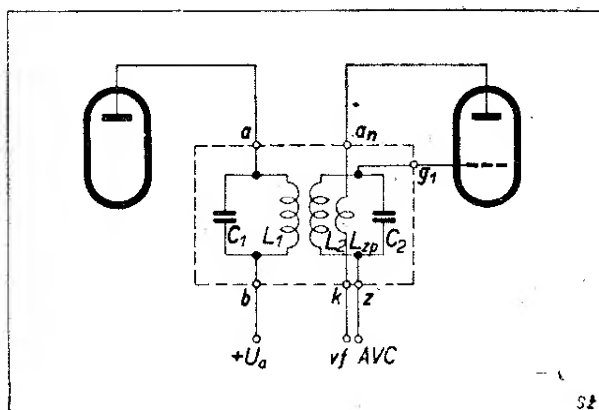
$$k_r = \sqrt{0,5 r^2 + 1} \quad (43)$$

Vlastní stupeň vazby v % je pak

$$k = \frac{k_r}{Q} \quad (44)$$

Pro demodulaci je nutno dosáhnout optimální hodnoty $kQ = 1$. Bude-li výsledná hodnota vyšší, nepříznivě ovlivní průběh křivky, nižší hodnota způsobí nedostatečné rozladění obvodu.

Jakost obvodu Q není závislá pouze na Q použitých cívek, nýbrž musíme zde zahrnout útlum, způsobený diodami a jejich pracovními odpory. Každá polovina sekundárního obvodu je tlumena odporem velikosti $0,5 R$, celý sekundár odporem R (zatěžovací odpor diody). Primární obvod je utlumen šestinou tohoto odporu. V praxi se volí R 0,1 M Ω . Ke snížení útlumu se vkládá do středního



Obr. 17.

vývodu sekundáru tlumivka tl . Celá konstrukce fázového diskriminátoru musí být při tom natolik symetrická, aby střed křivky souhlasil s rezonančním kmitočtem. Je proto nezbytné vinout sekundární vinutí bifilárně a věnovat mimořádnou péči mechanickému uspořádání obvodu a tolerancím použitých kapacit a odporů.

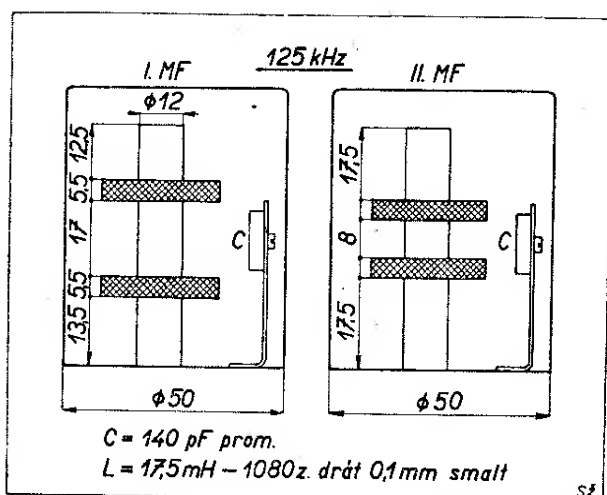
Použijeme-li poměrového detektoru k demodulaci fm signálů, platí stejné podmínky pro výpočet posledního mf pásmového filtru. Pouze vazba mezi cívkami má být dána $kQ = 0,5 - 0,7$.

Konstrukce mf pásmových filtrů

a) Filtry s pevnou vazbou

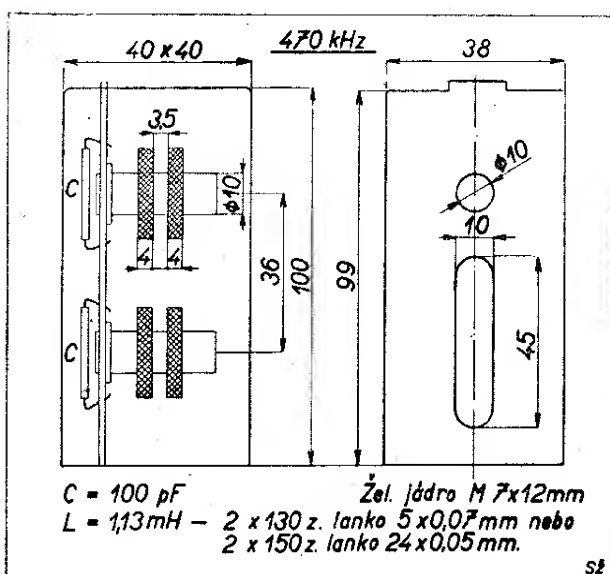
Ke zvýšení indukčnosti laděných obvodů mf pásmových filtrů se všeobecně používá vf železových jader nejrůznějšího tvaru. Mf kmitočet u běžných přijímačů se volí v pásmu 440 až 500 kHz. Pouze tam, kde je postaráno o řádné zesílení alespoň jedním vf předzesilovacím stupněm nebo je použito dvojího směšování, lze mf kmitočet zvolit 120 kHz, u sdělovacích přijímačů případně i nižší 50 až 80 kHz. U malých sdělovacích přijímačů lze s výhodou použít mf kmitočtu 1600 kHz, kde lze ještě dosáhnout dostatečné selektivity při vyhovujícím zesílení.

K ulehčení konstrukční praxe jsou v dalších tabulkách III. a obrázcích 18, 19 a 20 udány potřebné údaje pro navíjení mf pásmových filtrů běžných přijímačů. Ve všech případech je použito pouze dostupných jader čs. výroby. Jako základní zapojení filtrů platí vše-



Obr. 18.

obecné schema na obrázku 17. Zakreslené zpětnovazební vinutí se navíjí pouze tam, kde je žádoucí buď vysoký zisk (použijeme-li pouze jednoho pásmového filtru) nebo je žádána zpětná vazba pro záznej telegrafních signálů. Cívky L_2 a L_{zp} jsou navinuty ve stejném smyslu. Obvod $L_1 C_1$ se zařadí do anodového obvodu, $L_2 C_2$ do obvodu mřížky. Jako přípojný body platí: a – anoda elektronky, b – přípoj kladného napájecího napětí, g_1 – řídicí mřížka elektronky nebo anoda detekční diody, z – zemnicí přípoj nebo přívod napětí pro AVC, a_n – anoda audionu, k – přípoj na zpětnovazební kondensátor. Jakost cívek silně závisí na použitém druhu drátu. Proto se dopo-



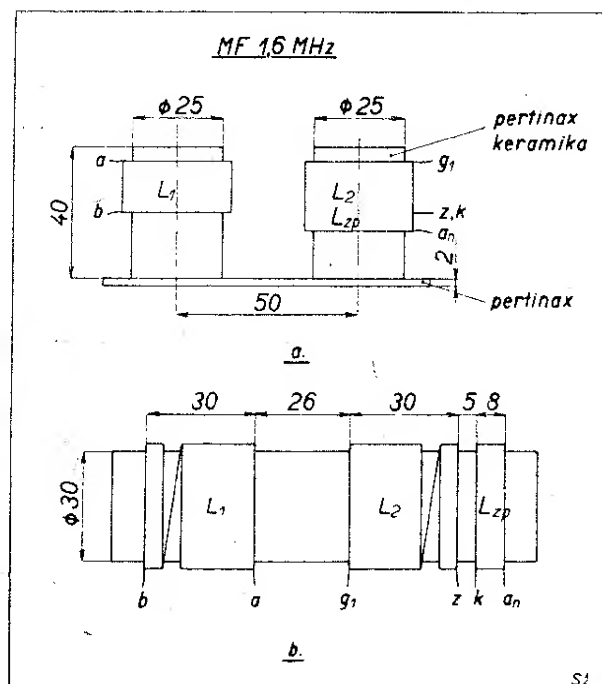
Obr. 19.

ručuje používat drátu podle předpisu v tabulkách nebo obrázcích.

Pásmový filtr musí být vždy stíněn, a to nejlépe hliníkovým krytem. Konstruujeme-li jej samostatně, je vždy nutné se přesvědčit o vlivu stínění na průběh výsledné křivky zesilovače. Tato starost odpadá u továrních výrobků, kde je jakost zajištěna spolehlivou konstrukcí a kontrolou.

Použijeme-li pásmového filtru 470 kHz konstrukce podle obrázku 19 s paralelními osami cívek, vyžaduje se pro normální šířku přenášeného pásma vzdálenost cívek asi 35 až 40 mm. Umístíme-li obě cívky na společnou osu, bude optimální vzdálenost činit asi 50 mm.

V posledních měsících se objevily v omezeném množství zvláštní hrníčková jádra výroby TESLA, s nimiž je možno vyrobit velmi jakostní mf pásmové filtry pro náročné přijímače. Jádro je složeno ze dvou shodných polovin se zabroušenými dosedacími plochami. Magnetické vlastnosti jádra jsou velmi dobré. Permeabilita je poměrně vysoká (oproti dosud používaným hrníčkovým jádrům asi dvojnásobná) a jádra jsou tepelněstálá. Vyrábí se zatím ve dvou



Obr. 20.

Tabulka III. Údaje pro vinutí mf pásmových filtrů. $f_m = 465 \text{ kHz}$.

Jádro (kostříčka)	C_1 L_1	C_2 L_2	Vinutí	Počet závitů	Drát
M7 × 12 (Ø 10 mm)	150 pF 767 μH		a — b g1 — z a _n — k	210 210 20	20 × 0,05 20 × 0,05 20 × 0,05
Tvar 4 (obr. 21)	250 pF 460 μH		a — b g1 — z a _n — k	137 140 15	20 × 0,05 20 × 0,05 20 × 0,05

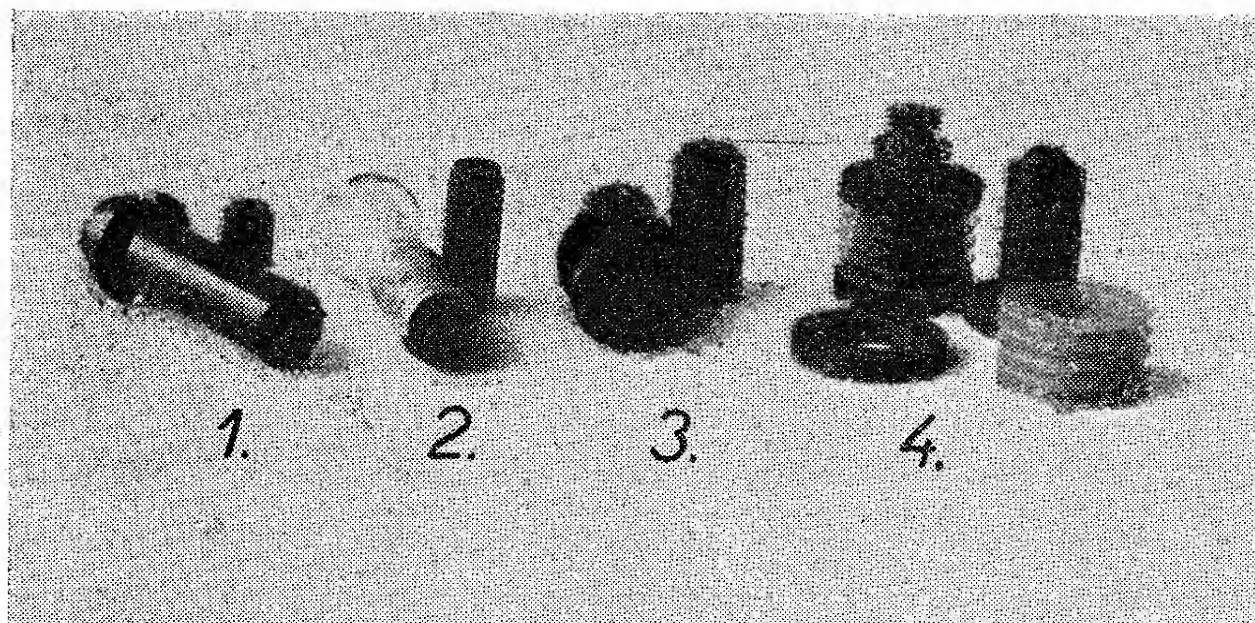
$f_m = 1600 \text{ kHz}$.

Jádro (kostříčka)	C_1 L_1	C_2 L_2	Vinutí	Počet závitů	Drát
Provedení obr. 20a	130 pF 0,115 mH		a — b g1 — z a _n — k	46 46 10	20 × 0,05 20 × 0,05 20 × 0,05
Provedení obr. 20b	100 pF 0,1 mH		a — b g1 — z a _n — k	51 51 20	0,35 lak. hedv. 0,35 „ 0,35 „
M7 × 12 (Ø 10 mm)	100 pF 0,1 mH		a — b g1 — z	75 75	10 × 0,05 10 × 0,05

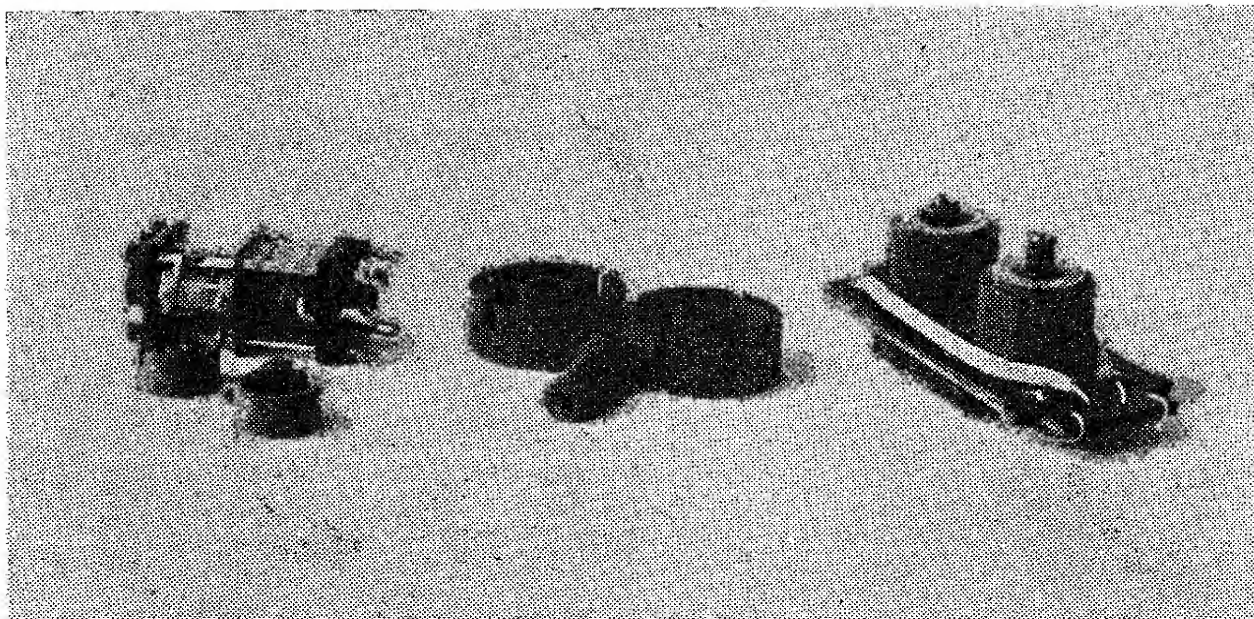
Měřená konstanta k tuzemských železových jader při $f = 1 \text{ MHz}$.

Jádro M7 × 12	Ø cívk. tělíska 10 mm	k 0,0177	Q 104
M8 × 18	10 mm	0,018	115
M10 × 19	11 mm	0,023	118
Tvar 4	vinutí rozděleno do 4 komor cívkové kostříčky	0,0247	131

Platí pro jádra podle obr. 21.



Obr. 21.



Obr. 22.

velikostech. Konstanta k většího provedení a (\varnothing hrníčku 20 mm) je přibližně 6,1, menšího provedení b (\varnothing 10 mm) 12,7. Uvedené hodnoty platí pro cívku s jádrem zašroubovaným do střední polohy. Doladovacím jádrem lze měnit indukčnost u velikosti a o $\pm 7,5\%$, u velikosti b o $\pm 12\%$.

Složené jádro s cívkou se vkládá mezi dvě bakelitová čela, která se stáhnou čtyřmi stahovacími šrouby v rozích. V horním čele je otvor se závitem, do kterého se zašroubuje doladovací železový šroub. Protože jádra mají značně omezený magnetický rozptyl, může se používat poměrně těsných hliníkových stínících krytů čtyřhranného tvaru. Pro tvar a se používá krytu o rozměrech $28 \times 28 \times 56$ mm, pro tvar b $14 \times 14 \times 28$ mm.

Z obou druhů jader se vyrábí mf pásmové filtry, které jsou již v prodeji. Samotná jádra lze získat jen s velkými obtížemi. Tvar jádra i zhotovený mf pásmový filtr je patrný z fotografie na obrázku 22.

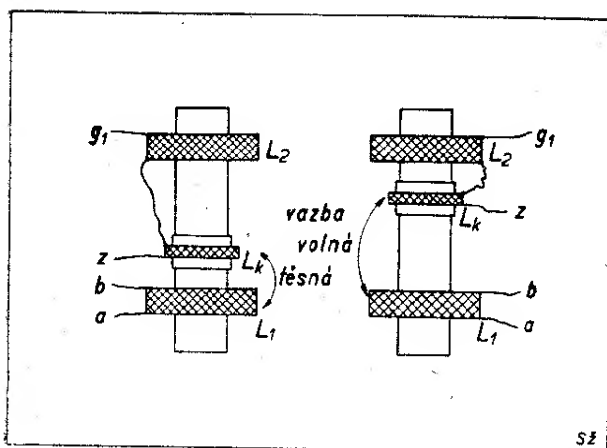
Druhý mf pásmový filtr, jež je připojen již na detekční diodu, se vnitřním odporem diody značně utlumí. Proto se zpravidla vyvádí z cívky L_2 střední vývod a ten připojujeme na diodu. Obvod je tím podstatně méně utlumen.

b) Filtry s proměnnou vazbou

O významu proměnné vazby u mf transformátorů jsme si již pověděli dříve. Proměnná vazba bude proto užitečná pouze tam, kde se zúžením šířky pásma nezmění rezonanční křivka obvodu. O nejjednodušších způsobech řízení šíře pásma jsme pojednali dříve. Zde uvedeme další jednoduché způsoby řízení.

Na obrázku 23 a 24 je znázorněna konstrukce pásmového filtru s účinnou změnou šíře pásma. Cívky laděných obvodů jsou umístěny na společné pertinaxové trubičce. Ke změně vazby se používá dílčí indukčnosti L_k , seriově zapojené s cívkou L_2 a navinuté na zvláštní trubičce takového průměru, aby ji bylo možno posunovat mezi hlavními cívkami. Posunutím cívky L_k k cívce L_1 se vazba zvětší a naopak. Cívka L_k má mít 5 až 10 % indukčnosti cívky L_2 . Použijeme-li cívky L_k o větší indukčnosti než uvedeno, způsobí zvýšená vazba nežádoucí rozladění obvodu. Posunování cívek můžeme uskutečnit jednoduchým lankovým mechanismem, ovládaným s přední strany přijímače.

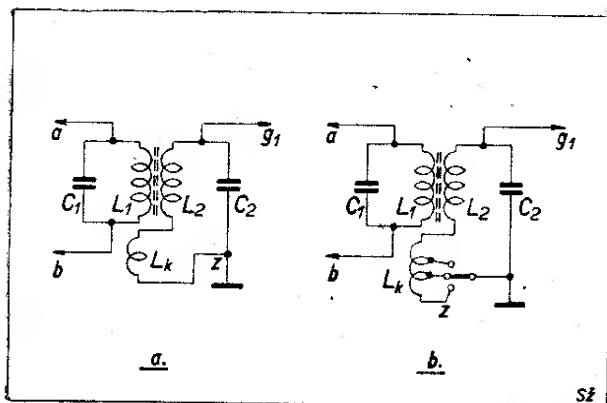
Vazební cívka může být i pevně umístěna. Vyvedením několika odboček cívky na přepínač můžeme měnit vazbu po stupních (obr. 24b). Vzniklé malé rozladění obvodu je zanedbatelné.



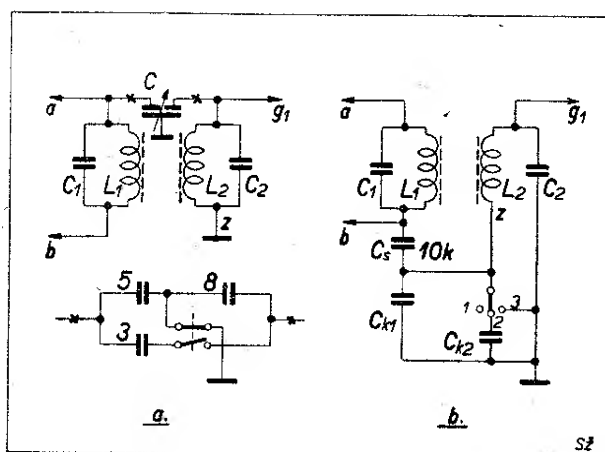
Obr. 23.

U sdělovacích přijímačů je zajímavé řízení šíře pásma pouze s ohledem na nejnižší míru vazby. Přivineme-li na pohyblivou trubičku vedle cívky L_k ještě zpětnovazební cívku L_{zp} , bude možno měnit nejen vazbu, ale do značné míry i útlum obvodu a tvar křivky. Velikost zpětné vazby nastavíme tak, aby nenastaly oscilace (pokud nejsou žádoucí).

Řízení vazby u kapacitně vázaných obvodů je podstatně jednodušší. Zde postačí měnit pouze vazební kapacitu. Vzniklé rozladění se omezí na minimum, použijeme-li diferenciálního vazebního kondensátoru o kapacitě několika pikofaradů, připojeného podle obr. 25a. Kondensátor má dvě pevné a dvě pohyblivé destičky. Jedna otočná destička je osou uzemněna, druhá je od osy odisolována. Tato druhá destička způsobuje, že účinná vzdálenost mezi deskami statorku zůstává konstantní, takže při otáčení kondensátoru nenastává rozladění.



Obr. 24.



Obr. 25.

Postačí-li u mf pásmového filtru 465 kHz pro běžné rozhlasové přijímače měnit šířku pásma ve dvou stupních z 8 kHz na 3,2 kHz, bude konstrukce filtru jednoduchá. Místo diferenciálního kondensátoru je použito tří kondensátorů, které přepínáme dvoupólovým přepínačem podle náčrtku na obr. 25a. Vzdálenost cívek nastavíme tak, aby bez přídavného kondensátoru byla právě kritická vazba. Oba laděné obvody nastavíme na stejný kmitočet. Z důvodu stability se doporučuje kondensátor C_2 v mřížkovém obvodu zvětšit na 320 pF.

Vyžaduje-li se kapacitní vazba více-
stupňová, je přepínací mechanismus
dost složitý a náročný. Musí se umístit
v těsné blízkosti filtru, aby spoje byly co
nejkratší. Tomuto nedostatku odpomá-
háme oblíbenou proudovou kapacitní
vazbou podle obr. 25b. Přídavné kapa-
city spoju jsou ve srovnání s vazebním
kondensátorem C_{k1} nepatrné a nezpů-
sobují rozladění. Připojením kondensá-
toru C_{k2} o kapacitě několika tisíc pF se
proudová vazba sníží. Přepnutím pře-
pínače do polohy 3 se proudová vazba
úplně odpojí a uplatňuje se pouze vazba
induktivní. Kondensátor C_s odděluje
stejnosemnnou složku mezi oběma ob-
vody.

c) Filtry pro příjem fm rozhlasu

Na obrázku 26a je znázorněno kon-
strukční provedení mf pásmových filtrů
pro kmitočet 10,7 MHz, včetně všech
údajů pro vinutí. V tomto provedení je

použito společné nosné kostříčky (provedení kostříčky stejné s kostříčkami pro televizní přijímače 4001A). Cívka L_1 je navinuta v horní polovině cívkové kostříčky a je rozdělena do dvou částí, cívka L_2 je navinuta v dolní části. Údaje pro vinutí (indukčnost měřena na cívkách se stínícím krytem bez železového jádra):

$L_1 - 7 \mu\text{H} - 38 + 10$ závitů Cu drátu $\varnothing 0,15$ mm smalt,

$L_2 - 7,6 \mu\text{H} - 40$ závitů Cu drátu $\varnothing 0,15$ mm smalt.

Železová jádra $M6 \times 8$ mm. Obě cívky jsou vinuty ve stejném smyslu. Zapojení mf zesilovače je shodné s obrázkem 14. Zesilovač je osazen elektronkou 6F31 s provozními údaji podle tabulky I., s výjimkou $R_k = 200 \Omega$.

Mf pásmový filtr, za nímž následuje fázový diskriminátor, je poněkud odlišný. Jeho sekundární strana má dvě vinutí seriově zapojená a s vyvedeným středem. Konstrukce mf filtru je podrobně znázorněna na obrázku 26b. Cívka L_3 je opět rozdělena. Sekundární vinutí L_4 , L_5 jsou bifilárně vinuta (obě cívky jsou vinuty současně dvěma dráty). Údaje pro vinutí:

$L_3 - 3,5 \mu\text{H} - 19 + 8$ závitů Cu drátu $\varnothing 0,15$ mm smalt,

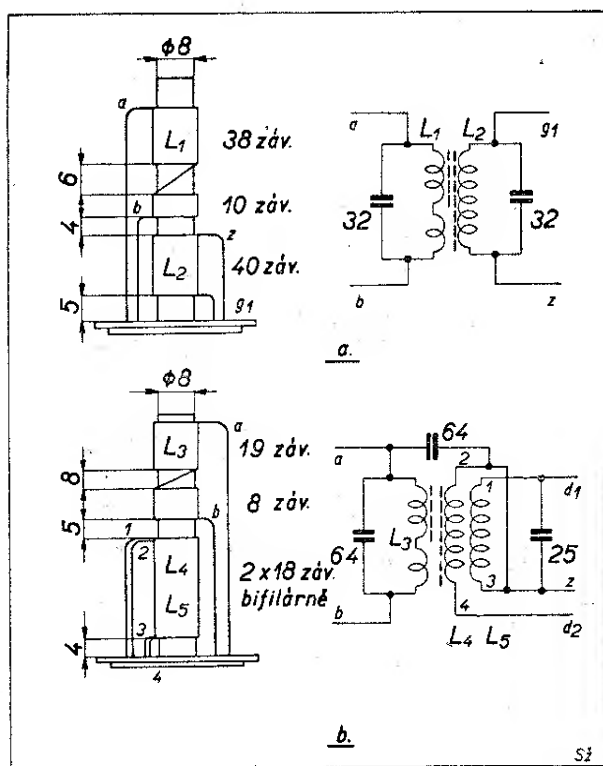
$L_4, L_5 - 5,2 \mu\text{H} - 2 \times 18$ závitů Cu drátu $\varnothing 0,15$ mm smalt.

Pokud konstruktér použije jiného druhu jádra, musí upravit uvedený počet závitů podle činitele k zvoleného jádra. Uvedený počet závitů je pouze informativní a musí se v hotovém přístroji upravit na konečnou hodnotu.

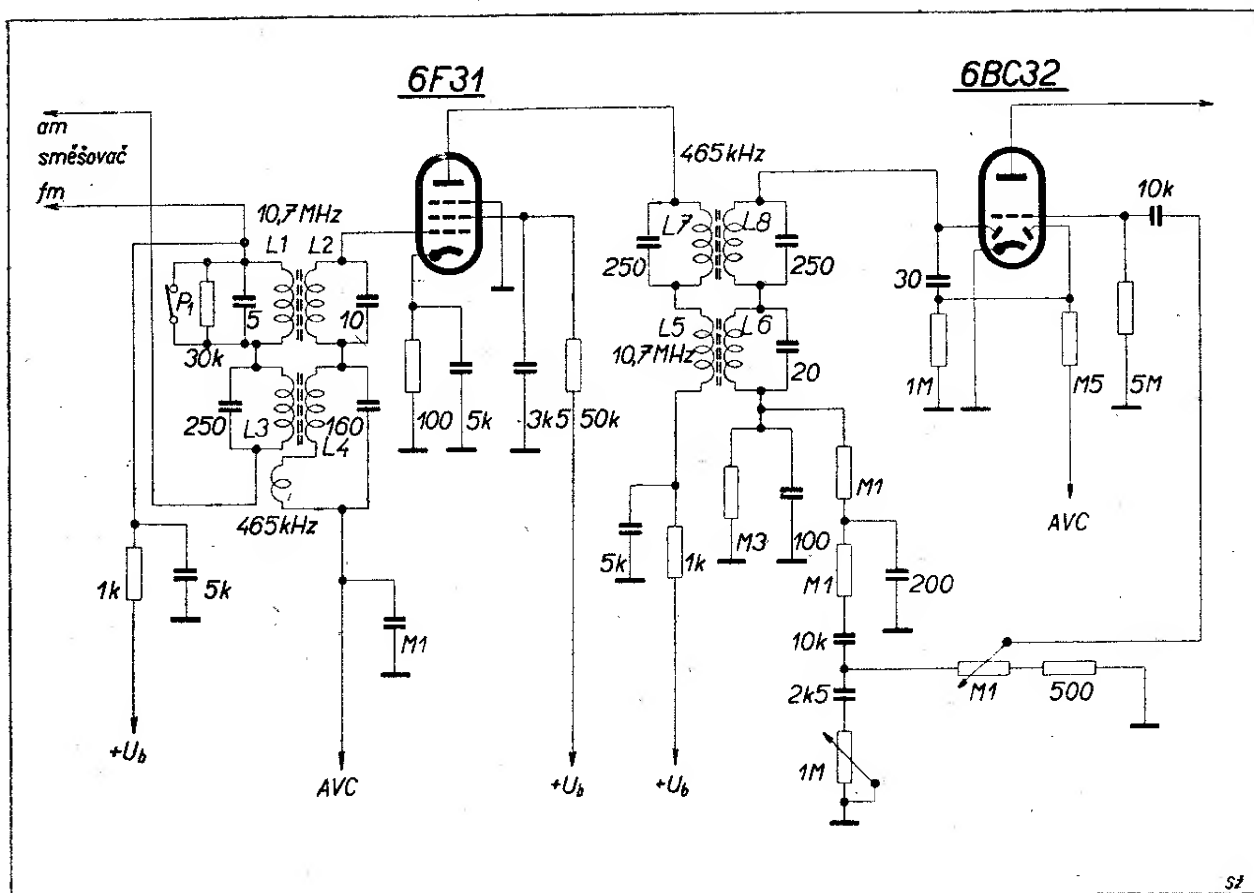
d) Filtry pro příjem am a fm rozhlasu

V zahraničí se v poslední době velmi rozšiřují kombinované přijímače pro příjem am i fm rozhlasu. Fm rozhlas pracuje téměř jednotně v pásmu 88 až 100 MHz a přijímač musí splňovat požadavky pro příjem obou druhů signálu. Mf pásmové filtry těchto přijímačů jsou v každém stupni dvojí. Pro zesílení am signálů se volí mf kmitočet okolo 465 kHz, pro fm signály 10,7 MHz. Tím je splněna podmínka pro omezení vzniku zrcadlových kmitočtů. Výrobci používají pásmových filtrů buď rozdělených (každý filtr ve zvláštním stínícím krytu), nebo společných pro jeden stupeň v jednom krytu. Obojí mf filtry jsou zapojeny seriově tak, že bližší anodě bývají filtry s kmitočtem 10,7 MHz. Tato zásada nebývá absolutním pravidlem. Podle konstrukce přijímače lze zvolit případně odlišný způsob zapojení.

Praktické zapojení dvoustupňového zesilovače pro příjem am a fm rozhlasu s mf kmitočtem 465 kHz a 10,7 MHz je uvedeno na obrázku 27. Mf zesilovač zesiluje vždy pouze jeden mf signál získaný ve směšovači. Během příjmu fm signálů je přepínač P_1 rozpojen, na ostatních am rozsazích spojen. Pásmový filtr v tomto přijímači je dosti odvážné konstrukce. Sdružuje v jednom krytu oba druhy filtrů – tedy čtyři laděné obvody. Návrh s rozměry sdruženého filtru je na obrázku 28. Filtr 10,7 MHz má laděné obvody samostatně navinuty v uzavřených hrníčkových jádrech, aby se omezil rozptyl magnetického pole do okolí. Doporučuje se volit jádro s pokud možno nejvyšší konstantou k . K dosažení vysokého Q je nutno cívku vinout vřetankem $20 \times 0,05$ mm. Vazba mezi oběma am obvody je pevně nastavena tak, aby byla právě kritická. První mf filtr



Obr. 26.



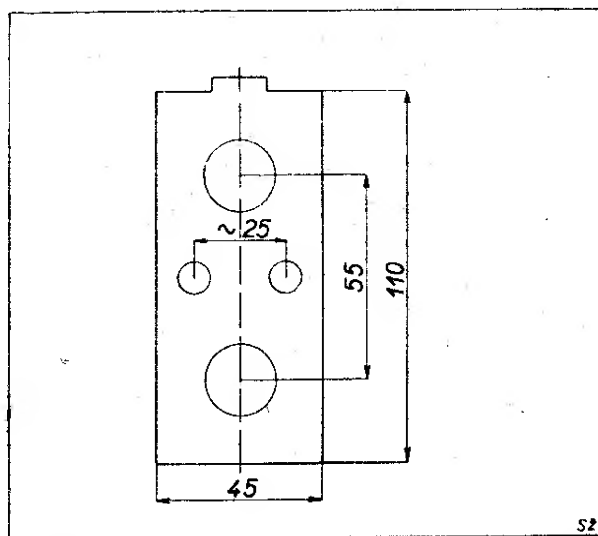
Obr. 27.

pro am používá induktivní vazby zavedením asi 1/10 počtu závitů cívky L_4 do cívky L_3 . Druhý pásmový filtr používá vazby výhradně vzájemnou indukci a obou stejných obvodů. Mf filtry pro fm rozhlas používají pouze vazby vzájemnou indukci.

Konstrukční návrh filtru doplňujeme počtem závitů jednotlivých cívek: L_1 50 závitů drátu o \varnothing 0,3 mm, L_2 45 závitů o \varnothing 0,25 mm, L_3 80 závitů drátu o \varnothing 0,25 mm, L_4 40 závitů drátu o \varnothing 0,3 mm. Všechno vinuto na cívkové kostřičce \varnothing 10 mm s jádrem 7 mm. Cívky pro příjem AM rozhlasu lze volit podle údajů v tabulce III. Upozorňujeme však, že uvedené počty závitů se budou u každé konstrukce přístrojů odlišovat a jsou silně ovlivněny kapacitami spojů. Stavba přístrojů pro příjem am-fm rozhlasu je velmi složitá a vyžaduje řadu měřicích přístrojů. Pustit se do ní může jen zkušený amatér, kterému nedělá potíže úprava krátkovlnných mf obvodů.

e) Filtry pro příjem úzkopásmové fm modulace

Řada amatérských vysílacích stanic již používá na všech amatérských pásmech úzkopásmové kmitočtové modulace se zdvihem max $\pm 2,5$ kHz. Modu-



Obr. 28.

lační kmitočet bývá nejvýše 3 kHz, což postačí pro dobrý přenos řeči. Poněvadž většina amatérských přijímačů je určena pro příjem am signálů, nelze jimi dost dobře přijímat úzkopásmovou kmitočtovou modulaci. Přijímače se proto doplňují zvláštními samostatnými adaptory.

Adaptor pro příjem fm úzkopásmové modulace je celkem běžný mf zesilovač s mf kmitočtem stejným se sdělovacím přijímačem, který máme k dispozici. Jeho mf pásmové filtry jsou upraveny tak, aby spolehlivě přenesly kmitočtové spektrum signálu. Rozdíl oproti běžným pásmovým filtrům je v tlumení laděných obvodů, které musí přenést širší pásma $f = 45$ kHz. Konstrukce pásmových filtrů je mírně kompromisní mezi filtry pro am a fm příjem. Zapojíme-li několik pásmových filtrů za sebou, musíme výslednou širší přenášeného pásma Δf_v korigovat podle vzorce (40). Nejlépe je použít laděných obvodů s nízkým Q (60–80 pro mf kmitočet 465 kHz). Při výpočtu mf zesilovače postupujeme stejně jako u zesilovačů pro širokopásmovou kmitočtovou modulaci. V praxi často postačí, použijeme-li běžných rozhlasových mf filtrů s laděnými obvody utlumenými odporem 10 až 20 k Ω .

Poslední mf pásmový filtr musí být upraven pro připojení diskriminátoru běžného druhu. Sekundární obvod má střední vývod. Jinak je stavba celého zesilovače nenáročná. Miniaturní rozměry zesilovače dovolují jej vestavět dovnitř přístroje. Vstupní část včetně směšovače a nf zesilovače je stejného provedení jako u běžných přijímačů, proto je nemusíme stavět zvlášť.

Mf pásmové filtry s krystalem

Nerušený příjem telegrafních signálů, hlavně klíčovaných ručně, vyžaduje nepatrnou širší pásma. Zpravidla plně postačí šířka 100, max 1000 Hz i pro značné telegrafní rychlosti. Tento požadavek lze jednoduchými obvody stěží splnit. Zde přicházejí ke slovu křemenné krystaly podobného provedení, s jakými se setkáváme u oscilátorů.

Křemenný krystal má tu vlastnost, že přivádíme-li na něj vf signál s rezonančním kmitočtem f_0 , pro nějž je krys-

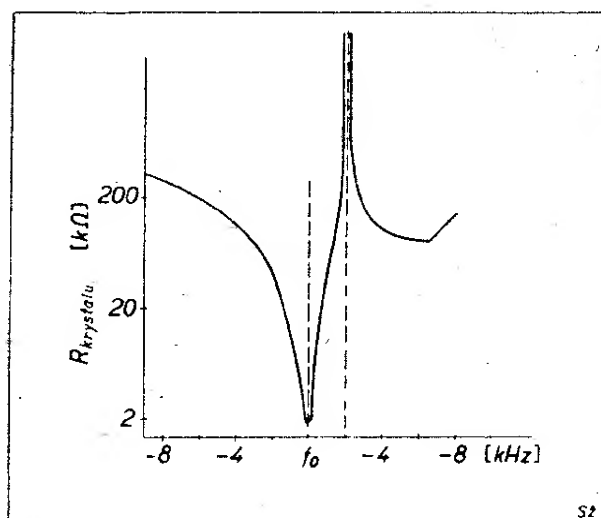
tal vyroben, chová se jako vysoce jakostní seriový rezonanční obvod. Činitel útlumu dobrého krystalu je až 1000krát větší než nejlepšího laděného obvodu. Použijeme-li krystalu v mf pásmových filtrech, můžeme pomocí nich dosáhnout mimořádně úzké šíře pásma.

Každý krystal má dva rezonanční kmitočty; jeden při seriové, druhý při paralelní resonanci. V krystalových pásmových filtrech se používá nejvíce seriové resonance, která je výhodnější a je dána pouze fyzikálními vlastnostmi krystalu. Vnější vlivy a zapojovací prvky nemají v tomto případě na kmitočet vliv. Krystal má za normálního stavu odpor větší než 200 k Ω . Teprve v oblasti blízké rezonančnímu kmitočtu odpor krystalu silně klesá až na 2–3 k Ω . Několik kHz za rezonančním kmitočtem odpor stoupá na mimořádně vysokou hodnotu. Informativní průběh odporu krystalu v závislosti na rezonančním kmitočtu je uveden na obrázku 29.

Použijeme-li krystalu jako vazebního členu mezi dva stupně mf zesilovače, bude vlivem paralelní kapacity C_p držáku krystalu průběh rezonanční křivky nesymetrický. Proto musíme kapacitu C_p neutralizovat jedním ze tří možných způsobů:

1. Krystal umístíme v můstkovém zapojení, v němž jako ramen použijeme kapacit s nepatrnými ztrátami.

2. Paralelně s krystalem zapojíme indukčnost takové velikosti, aby s kapa-



Obr. 29.

citou C_p tvořila paralelní rezonanční obvod.

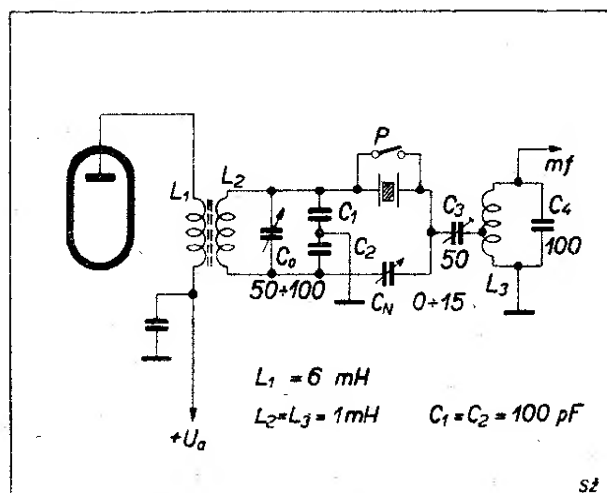
3. Do obvodu připojíme proměnný kondensátor C_N , kterým nastavíme neutralizační napětí, vůči vstupnímu napětí fázově posunutému o 180° .

V amatérské praxi se používá hlavně prvního způsobu. Praktické zapojení mf filtru s krystalem je na obrázku 30. Kondensátorem C_N vyrovnáváme můstek tak, aby vznikla nejužší rezonanční křivka. Při nepřesném nastavení neutralizační kapacity bude rezonanční křivka deformována. Jedna strana bude podstatně strmější než druhá a průběh křivky nebude symetrický vůči střednímu rezonančnímu kmitočtu. Toho se v provozu často využívá k odstranění rušící stanice, kterou posuneme na méně strmou stranu křivky. Přemostíme-li krystal přepínačem, bude mít pásmový filtr zcela normální průběh rezonanční křivky. Změnou kapacity C_0 můžeme měnit šířku přenášeného pásma. Bude-li obvod $C_0 L_2$ naladěn na rezonanční kmitočet krystalu, bude krystal tlumen rezonančním odporem a přenášená šíře pásma se zvětší. S rozladěním C_0 bude naopak útlum krystalu menší a křivka pásma užší. Bude-li rozladění obvodu příliš velké, bude účinná jen šířka pásma krystalu. S běžným krystalem lze při rezonančním kmitočtu 465 kHz měnit šířku pásma filtru podle uvedeného zapojení v mezích 300–700 Hz. Vazba krystalu s dalším laděným obvodem je čistě kapacitní kondensátorem C_3 , při-

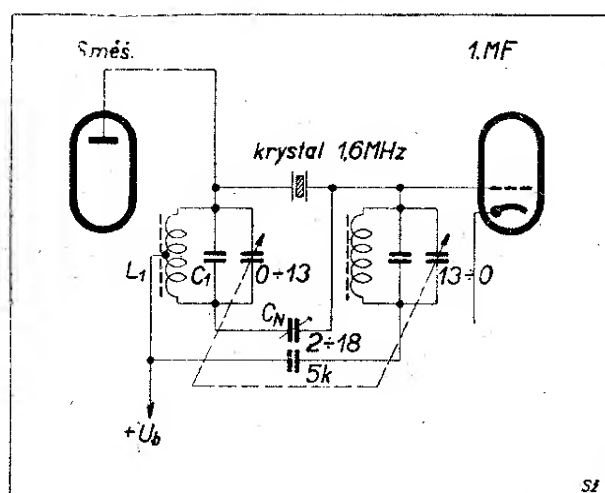
pojeným ke zmenšení útlumu krystalu na odbočku cívky L_3 . Odbočka se volí v šestině až čtvrtině počtu závitů, počínaje od studeného konce cívky. Cívka L_1 má velkou indukčnost, vazba mezi L_1 a L_2 je těsná. Výsledná šíře pásma popsaného filtru je mnohem užší než filtru normálního provedení.

Mimo popsaného způsobu neutralizace se používá ještě dalších zapojení s plynulou regulací pásma. Jeden ze způsobů využívá změny anodového odporu, tvořeného impedancí $L_1 C_1$ (obr. 31). Bude-li rezonanční kmitočet obvodu dodržen, bude impedance obvodu čistě ohmická jisté hodnoty. Rozladěním se ohmický odpor obvodu zmenšuje a propouštěné pásmo krystalového filtru se zužuje. V obvodu krystalu vzniká reaktance X_a , rozladující jeho kmitočet, což je nežádoucí. Rozladění potlačíme připojením spráženého laděného obvodu do mřížkového obvodu následujícího mf zesilovače. Měníme-li pak šíři pásma, rozladuje se jeden obvod na jednu stranu, druhý na druhou stranu. Reaktance X_a jednoho obvodu bude stejná s reaktancí druhého obvodu, avšak opačného znaménka. Filtr se nerozladí ani při nejužších šířkách přenášeného pásma. Nejvýhodnější říditelné mf pásmové filtry s krystalem jsou s kmitočtem 1,6 MHz nebo kmitočtem vyšším.

Filtr na obrázku 31 je praktické zapojení krystalového filtru s kmitočtem 1,6 MHz, u něhož lze řídit šířku pásma až do 10 kHz. Použité kondensátory pro



Obr. 30.



Obr. 31.

vyrovnání rozladění jsou spojeny na společném hřídeli. Jejich souběh musí být dokonalý, aby se výsledná kapacita neměnila s otáčením. Otáčíme-li hřídelem, musí přírůstek kapacity jednoho kondensátoru vyrovnat úbytek druhého. Desky kondensátoru je nejlépe vybrat ledvinovitého tvaru, který zajišťuje z počátku pozvolný přírůstek kapacity. Filtř se nastavuje takto: Kondensátor vytočíme do polohy pro nejširší přenášené pásmo (kondensátor v obvodu L_1C_1 zavřen). Železovými jádry pak nastavíme oba obvody na maximum. Neutralizační kondensátor C_N nastavíme na hodnotu, při níž rezonanční křivka filtru bude symetrická s rezonančním kmitočtem krystalu. Pak znovu opravíme vyladění filtru. Odbočku cívky L_1 zjistíme zkusmo. K potlačení vazby vzájemnou indukcí musí být oba laděné obvody dobře odstíněny. Vyvažování obvodů si usnadníme pomocí katodového osciloskopu a kmitočtového modulátoru. Pouze při snímání křivky nejvyššího přenášeného pásma bude výhodnější snímat rezonanční křivku bod po bodu.

Nevýhodou všech mf pásmových filtrů s krystalem je poměrná obtížnost výroby a nakonec i vyvažování, ke kterému je zapotřebí krystalem řízeného oscilátoru s absolutně stejným kmitočtem,

jaký má použitý krystal, nebo laboratorního generátoru s vysokou přesností.

V posledních vzorech sdělovacích přijímačů setkáváme se jak s krystalovými filtry, tak se speciálními mf zesilovači s kmitočtem pásmových filtrů 50–80 kHz. Tím se odstraní hlavní potíže krystalového filtru – nepříjemné zvonění a setrvačnost křemenného krystalu.

Demodulace

Bezprostředně za posledním mf zesilovačem následuje demodulační obvod, v němž se oddělí modulační složka od vf signálu. Způsoby demodulace jsou všeobecně platné pro všechny druhy přijímačů. Nejvíce se používá diodového demodulátoru, který lze připojit na mf zesilovače, u nichž je výstupní mf napětí v mezích 2–100 V; průměrně má být na diodě napětí 15 až 50 V.

Demodulační dioda usměrní záporné půlvlny přivedeného modulovaného vf signálu. Zbylou půlvlnu vf signálu svede k zemi kondensátor C (obr. 32), takže zůstane na odporu R stejnosměrné napětí U , kolísající v rytmu nf modulačního kmitočtu. Přivedeme-li vzniklé napětí na člen $C_k R_2$, kondensátor C_k oddělí střídavou složku proudu od stejnosměrné. Na odporu R_2 zbude pouze střídavé modulační napětí, které můžeme v dalších stupních zesílit a přivést do reproduktoru k přeměně na signály akustické.

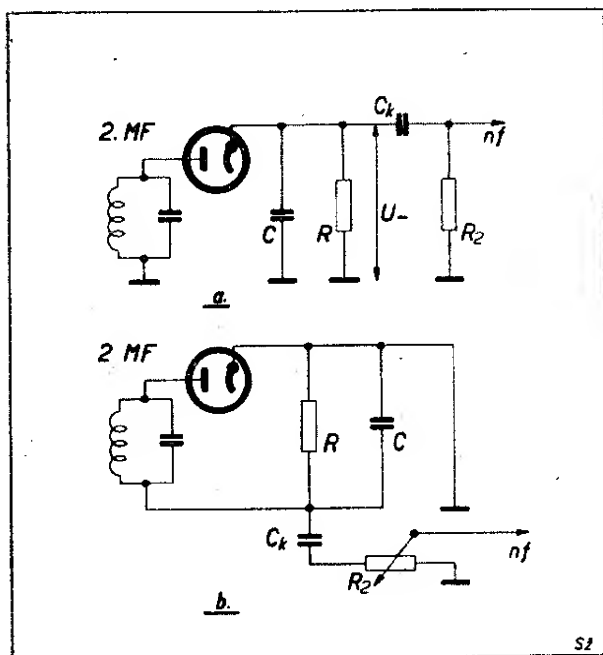
Správná funkce diodového demodulátoru vyžaduje určení správné hodnoty C a R . Hodnoty obou součástí musí současně splnit podmínku

$$\omega_m RC \gg 1 \quad (45)$$

$$\omega_{mf} RC \ll 1 \quad (46)$$

ω_m je kruhový kmitočet mf signálu, ω_{mf} kruhový kmitočet nejvyššího modulačního kmitočtu. Odpor R může být velmi vysoký. Tím se dosáhne jednak lineárního usměrnění, jednak velkého nf napětí. Podle způsobu zapojení diody rozeznáváme seriové nebo paralelní zapojení demodulátoru (obr. 32b).

Připojený demodulátor způsobuje útlum posledního mf laděného obvodu. Útlumový odpor seriového zapojení je roven polovině odporu R , u paralelního



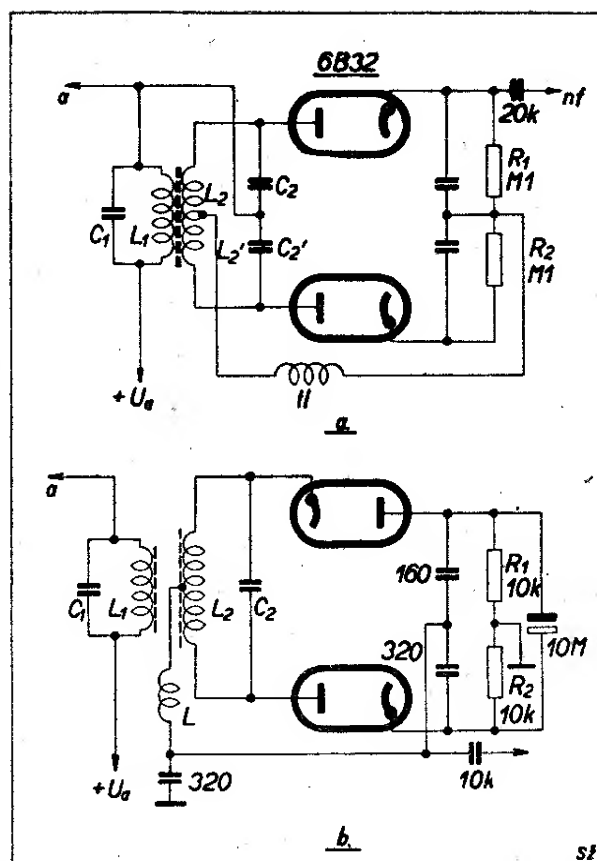
Obr. 32.

zapojení pouze třetině odporu R . Abychom omezili útlum na nejmenší míru, nezapojujeme diodu přímo na horký konec mf obvodu, nýbrž na vyvedenou odbočku. Účinný útlumový odpor ubývá s druhou mocninou počtu závitů. V praxi se kondensátor C volí mezi 50 až 100 pF, odpor R asi 0,5 M Ω . Menší odpor ovšem zaručuje menší skreslení u silně promodulovaných stanic. Neskreslená demodulace ještě závisí na dalších členech obvodu. Zvláště kondensátor C_k (bývá 10 000–50 000 pF), jímž prochází nf napětí, má mít poměrně malý odpor. Odpor kondensátoru a odporu R_2 se sčítají, neboť obě součásti jsou seriově zapojeny a snižují hodnotu odporu R . U silně promodulovaných signálů bude po detekci nf složka dosti skreslená.

Konstrukčně musí být demodulátor dobře odstíněn od ostatních stupňů přijímače, neboť během demodulace vznikají harmonické kmitočty, které mohou proniknout zpět na mřížku směšovače a způsobit nežádoucí rušení pískáním. Z tohoto důvodu se volí raději paralelní zapojení demodulátoru (obr. 32b), kde je katoda uzemněna. Zapojení má ještě tu výhodu, že mf obvod nemusí být uzemněn a k demodulaci můžeme použít sdružené dvojité diody s jiným elektrodovým systémem a se společnou katodou. Jako odporu R_2 se pak používá potenciometru, jímž řídíme velikost nf napětí pro další stupně zesilovače.

Je-li výstupní napětí mf zesilovače malé (1–2 V), lze použít mřížkové detekce. Nf napětí vzniká mezi mřížkou a katodou a již v témže stupni se zesiluje pentodovým systémem. Pro náročnější přijímače se tento druh demodulace nedoporučuje. Pro velké skreslení se nedoporučuje používat ani anodové demodulace.

Kmitočtově modulované signály nelze demodulovat běžnými diodovými demodulátory. Nejdříve je nutno vhodným způsobem přeměnit změnu kmitočtu nosné vlny na změnu amplitudy. Amplitudově modulovaný signál pak demodulujeme normálně. K demodulaci se používá několika druhů zapojení. Jedním z nich je fázový diskriminátor. Jeho základní zapojení je na obrázku 33a. V podstatě je to pásmový filtr naladěný



Obr. 33.

na nosný kmitočet. Sekundární strana filtru má vinutí rozděleno do dvou stejných polovin, k nimž jsou symetricky připojeny demodulační diody. Každá dioda dostává pouze poloviční napětí sekundáru. Primární obvod je se sekundárním vázán jednak induktivní vazbou, jednak je spojen galvanicky s primárem. Vzájemným posunutím fáze primárního napětí a dílčích sekundárních napětí vzniká na obou diodách nf napětí stejného průběhu jako napětí modulační. Celá činnost fázového demodulátoru je umožněna tím, že proud i napětí na laděném obvodu jsou při resonanci ve fázi (a odpor obvodu je čistě ohmický). Jakmile se kmitočet změní směrem dolů, odpor obvodu se bude uplatňovat jako induktivní zátěž, zvýší-li se kmitočet, bude se chovat jako kapacita. Oba poslední případy způsobují fázový posun. V rovnovážném stavu, kdy vf signál není modulován, vytváří součet vf napětí primárního i dílčích sekundárních napětí na zatěžovacích odporech diod stejno-

směrná napětí stejné velikosti, avšak opačné polaridy. V okamžiku, kdy je kmitočet signálu vyšší než rezonanční kmitočet obvodu, bude součet primárního a jednoho sekundárního napětí větší. Rovnováha obou větví se poruší. Podobně tomu bude v případě, kdy kmitočet signálu bude nižší. Bude-li signál kmitočtově modulován jakýmkoliv průběhem proudu, bude výstupní napětí demodulátoru věrně sledovat průběh modulačního kmitočtu.

Jiné, ještě výhodnější zapojení fm demodulátoru je poměrový detektor (obr. 33b). Zapojení má proti předchozímu jen malé změny. Vazba obvodů je výlučně induktivní. Ksymetrickému sekundárnímu obvodu jsou v obrácené polaritě připojeny demodulační diody, na jejichž výstupy jsou připojeny pracovní odpory R . Takto tvoří poměrový detektor můstek, u něhož elektrolytický kondensátor zkratuje vrcholy můstku. Dioda představuje při malých kladných napětích proměnlivý odpor, jehož hodnota klesá se stoupajícím napětím. Diody spolu s odpory R_1 a R_2 tvoří zátěž sekundáru. Zvětší-li se napětí na primáru, zvětší se napětí na diodě a zatěžovací odpor se zmenší. Následuje větší útlum, snížení Q obvodu a pokles citlivosti. V opačném případě se citlivost zvýší. Toto nežádoucí kolísání omezíme připojením vyrovnávacího kondensátoru paralelně k odporům. Výsledkem je účinné omezení ru-

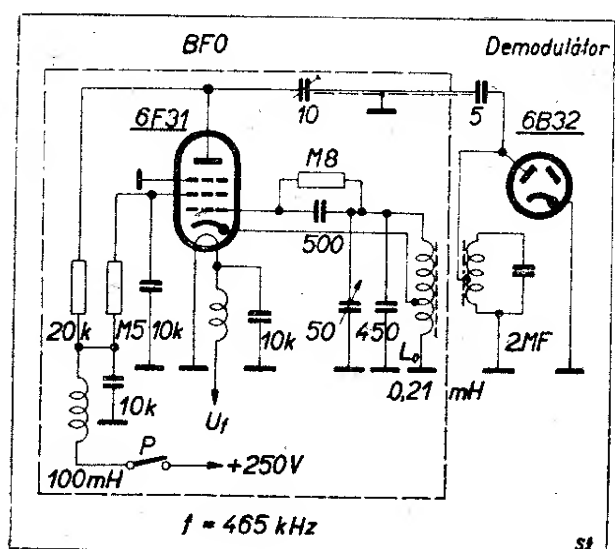
šení. Pro citlivost a skreslení demodulátoru jsou rozhodující pracovní odpory R . S větší hodnotou stoupá nejen citlivost, ale i skreslení. V praxi se volí $R_1 = R_2$ asi 10 k Ω . Nf napětí vzniká podobně jako u předešlého fázového diskriminátoru. Odebíráme je ze středu sekundáru. Výstupní napětí je celkem malé s nepatrným skreslením, avšak natolik dostatečné, aby bylo schopno dalšího zpracování. Výpočet výstupního napětí je poměrně obtížný a musí se ověřit měřením. Použité cívky pásmového filtru pro připojení poměrového detektoru mají mít co největší Q . Obvody filtru jsou vázány induktivní vazbou pomocí cívky L_3 . Vazební činitel cívek L_1 a L_3 má být 0,8 až 0,9, čímž se zajistí nejhospodárnější přenos energie z primárního vinutí.

Záznějový oscilátor

Nemodulované signály nelze na normálním superhetu poslouchat. Dostanou se sice až na demodulátor, kde jsou řádně demodulovány, protože nemají nf modulační složku, vytvoří se na odporu R demodulátoru pouze stejnosměrné napětí. Aby bylo možno přijímat i signály nemodulované, je nutno přijímač vybavit záznějovým oscilátorem. Jeho kmitočet zvolíme tak, aby se lišil od mf kmitočtu o 800 až 1000 Hz. Přivedeme-li signál ze záznějového oscilátoru na anodu demodulační diody, bude vytvářet se vstupním signálem záznějový tón, který po detekci již uslyšíme. Nemodulované signály, především telegrafní značky, lze pak snadno přijímat. Záznějový oscilátor se v literatuře značí BFO. Zkratka je odvozena z anglického názvu beat frequency oscillator a stále se udržuje.

Přednosti záznějového příjmu spočívají v tom, že signály rušivých stanic, pokud mají odlišný kmitočet než má přijímaný signál, budou mít odlišnou výšku tónu, což usnadňuje čtení signálu. Záznějový tón asi 800 Hz se volí proto, že na něj lidské ucho nejlépe reaguje.

Pro rekonstrukci záznějových oscilátorů platí stejná pravidla jako pro místní oscilátory směšovacích stupňů. Pouze vazba oscilátoru s mf pásmovým filtrem nesmí být těsná, neboť signál z oscilátoru



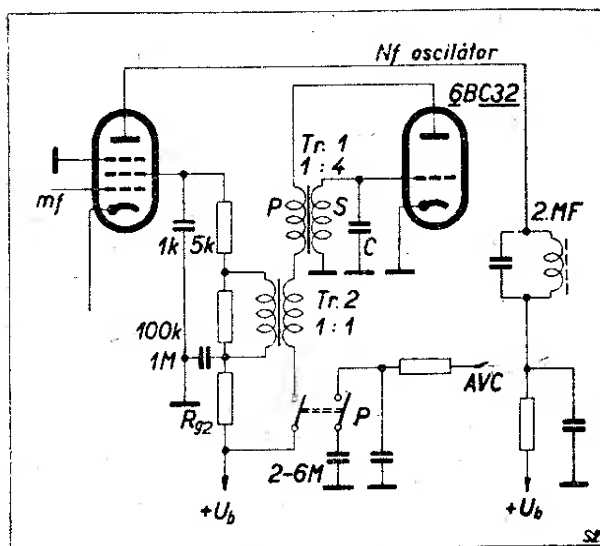
Obr. 34.

by zahltil přijímaný signál. S volnou vazbou to bude obráceně. Silné stanice potlačí signál z oscilátoru a záznějový tón nevznikne. Nejlépe je vázat oba stupně malým trimrem o kapacitě 1 až 15 pF. Konečnou velikost vazební kapacity pak zvolíme kompromisem mezi oběma případy. Vlastní oscilátor se z důvodu stability volí typu elektronově vázaného oscilátoru s laděným obvodem v řídicí mřížce. Skutečné zapojení záznějového oscilátoru je na obrázku 34. Laděný obvod je stejného provedení jako mf obvod. Pouze cívka má asi ve třetině (od studeného konce) vyvedenou odbočku pro přívod katody. Protože bujaré kmitání oscilátoru by mohlo způsobit více škody než užitku, omezuje se amplituda vyrobeného signálu poměrně vysokou hodnotou mřížkového svodového odporu (bývá 0,5 až 1 M Ω). Ze stejných důvodů musí být záznějový oscilátor dobře odstíněn od ostatních obvodů přijímače. Při příjmu modulovaných signálů by oscilátor rušil a proto jej vypínáme odpojením anodového napětí. Záznějový oscilátor je nejlépe osadit pentodou, neboť pentodové oscilátory jsou stabilnější.

Vf napětí záznějového oscilátoru vyvolá na diodě pro výrobu předpětí pro automatické vyrovnávání citlivosti nežádoucí řídicí napětí, které by ztěžovalo příjem. Proto současně se zapnutím záznějového oscilátoru odpojíme regulační napětí a řídicí mřížky všech řízených stupňů spojíme na nulový potenciál. Příjem telegrafie se děje s ručním vyrovnáváním citlivosti. V praxi má tento způsob své výhody. Regulátorem zesílení nastavíme sílu přijímaného signálu tak, aby záznějový kmitočet nebyl strháván buď silným přijímaným signálem nebo nadměrným signálem ze záznějového oscilátoru.

Pokud je v přijímači mřížková detekce, použijeme stejné konstrukce oscilátoru. Vážeme jej opět kapacitně, avšak na řídicí mřížku mřížkového detektoru.

V mnoha přijímačích se setkáváme se záznějovými oscilátory řízenými krystalem. Jejich kmitočet je velmi stálý. Jejich hlavní výhodou je poměrně vysoký obsah harmonických kmitočtů, kterými můžeme lehce cejchovat vstupní obvody přijímače.

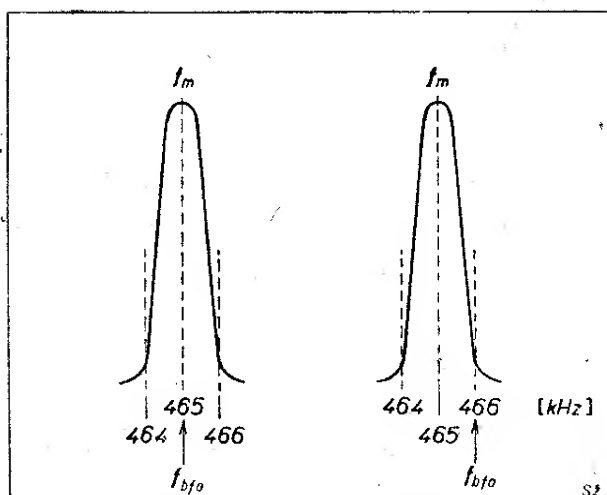


Obr. 35.

Nemodulované telegrafní signály můžeme učinit slyšitelnými pomocí nf oscilátoru, modulujícího svým kmitočtem vf přijímaný signál. Předností tohoto způsobu je nenáročnost a jednoduchost stavby. Nf oscilátor vyrábí kmitočet 800 Hz, který lze v malých mezích měnit kondensátorem C. Modulaci zavádíme transformátorovou vazbou do obvodu stínící mřížky mf zesilovače. U mf pásmových filtrů s krystalem modulujeme stupeň za tímto filtrem. Praktické zapojení nf oscilátoru je na obrázku 35.

Oscilátor je jednoduchý se zpětnou vazbou (stejný, jakého používáme pro učení telegrafních značek). Jako laděného obvodu je použito nf transformátoru 1 : 4 až 1 : 6, jehož primární vinutí zapojíme do anodového obvodu. Je výhodné, přidáme-li k pevnému kondensátoru C ještě otočný, jímž můžeme nastavit libovolnou výšku signálu. Oscilátor se zapíná vypínačem P. Nf napětím z oscilátoru není ovlivňováno automatické vyrovnávání citlivosti. Protože při příjmu telegrafie je výhodná větší časová konstanta ($\frac{1}{2}$ až 4 vteřiny), připojujeme současně přepínačem P do obvodu napětí kondensátor 1–6 μ F.

Modulační kmitočet bude slyšitelný pouze během trvání značky. V mezerách mezi značkami samotná nf složka neprojde. Bohužel nf kmitočtem budou promodulovány všechny slyšitelné signály v okolí přijímaného kmitočtu, takže



Obr. 36.

čtení signálu bude velmi těžké nebo vůbec nemožné. To je právě velká nevýhoda, pro niž se popsaného způsobu používá jen minimálně.

Ve sdělovacích přijímačích lze nf oscilátoru použít ještě k jinému účelu. Vestavěním modulačního stupně do přijímače získáme snadno možnost odpolechu klíčovaného signálu vlastního vysílače. Přesto, že při vysílání je vstup přijímače spojován plynovou výbojkou nakrátko, projde část signálu v obvodu přijímače. V mf stupni se signál našeho vysílače promoduluje nf složkou a po detekci se stane slyšitelný. Může proto odpadnout vlastní monitor. Oscilátor ovšem zapínáme pouze při vysílání telegrafie.

Druhý místní oscilátor

K potlačení zrcadlových kmitočtů se v jakostnějších sdělovacích přijímačích používá dvou nebo tří mf zesilovačů s různým kmitočtem. Přijímač má navíc druhý nebo i třetí směřovač, k němuž přísluší další místní oscilátor s pevným kmitočtem. Nejčastěji se používá oscilátorů řízených krystalem. Jejich harmonické se nemají z pochopitelných důvodů překrývat s přijímaným pásmem. Nemůžeme-li použít krystalu, je nejlepší elektronově vázaný oscilátor. Zvláštní stínění oscilátoru není nutné.

Jednostranný příjem

Amatérská krátkovlnná pásma, zvláště telegrafní, bývají přeplněna. Pro

omezení rušivých stanic se stává stále oblíbenější jednostranný příjem signálu, který si v dalším osvětlíme. Na obrázku 36 je znázorněna resonanční křivka přijímače s mf kmitočtem 465 kHz. Záznějový oscilátor naladíme přesně na mf kmitočet. Bude-li vstup přijímače nalaďen přesně na vysílač, neuslyšíme žádný tón (nulové zázněje). Změníme-li přijímaný kmitočet, směšuje se mf kmitočet s kmitočtem záznějového oscilátoru. Výška tónu bude závislá na rozdílu obou kmitočtů. Přeladíme-li přijímač na 464 kHz, bude záznějový tón právě 1 kHz. Stejný tón uslyšíme, přeladíme-li přijímač na 466 kHz. Každou stanicí uslyšíme tedy dvakrát. To je nepraktické, neboť stále posloucháme zamořená pásma a při tom ještě nevyužíváme naplno selektivity přijímače. Navíc ještě na kmitočtu 466 kHz uslyšíme druhou rušící stanicí stejným záznějovým tónem. Je vhodné naladit záznějový oscilátor o 800—1000 Hz vedle. Síla tónu bude nejvyšší, bude-li přijímaný signál roven mf signálu. Přeladíme-li vstup tak, aby se mf kmitočet snižoval, bude záznějový tón vyšší a slabší. Ladíme-li v opačném směru, zázněj snižuje výšku tónu až na nulu. Má-li přijímač šířku pásma mf zesilovače malou, bude místo druhého příjmu úplně potlačeno. Příjem bude jednostranný. Stav je graficky naznačen na obrázku 36 b. Záznějový oscilátor naladíme na 466 (příp. 464) kHz. S mf kmitočtem při správném naladění tvoří zázněj 1 kHz. Naladíme-li záznějový oscilátor až na 467 kHz bude zázněj 2 kHz intenzitou slabší, zato rušivý vysílač neuslyšíme. V praxi postačí rozdíl 1 kHz. Použijeme-li v nf části ještě filtru, který tón 1 kHz ještě vyzvedne, bude příjem více než uspokojivý.

Automatické vyrovnávání citlivosti

Následkem různých vlivů mění přijímaný signál během příjmu svou velikost, což se projevuje kolísajícím výstupním napětím. Dokonalý příjem vyžaduje naopak stálý signál. Proto se ve většině přijímačů zavádí automatické vyrovnávání citlivosti, které kolísání vstupního napětí vykompenzuje citlivostí přijímače.

K řízení se používá dvou metod – zpožděného a nezpožděného řízení. Zpožděné řízení nastává teprve při určitém minimálním vf napětí na vstupu přijímače. Teprve pak bude citlivost přijímače vyrovnána. Nezpožděné řízení následuje ihned po změně velikosti signálu.

Automatické řízení citlivosti si žádá, aby na řídicí mřížky některých stupňů přijímače bylo přivedeno stejnosměrné předpětí, jehož velikost bude přímo závislá na přijímaném vf signálu. Stejnosměrné napětí pro řízení se získává pomocí diody. Z posledního mf pásmoveho filtru přivádíme vf napětí přes kondensátor 50–120 pF na anodu diody. Podobně jako při demodulaci dioda usměrní záporné půlvlny vf signálu a na připojeném pracovním odporu vznikne stejnosměrné napětí se střídavou modulační složkou. Ve vyhlazovacích filtrech modulační složku odstraníme. Vyrobené ss napětí bude mít velikost, danou přivedeným vf signálem. Se stoupajícím vf napětím bude vzrůstat i stejnosměrné napětí a naopak. Přivedeme-li je na řídicí mřížky vf předzesilovacích stupňů a všech mf zesilovačů, můžeme získat a tím i citlivost přijímače automaticky řídit v potřebných mezích. Jedno z používaných zapojení je znázorněno na obrázku 37.

Pokud hodláme přijímač řídit jen v jistých mezích, můžeme použít zpožděného vyrovnávání. Zpoždění dosáhneme vložením odporu do obvodu katody. Úbytek napětí, způsobený průtokem katodového proudu odporem, dává základní předpětí diodě, při němž dioda nepracuje. Teprve bude-li vf napětí větší než stejnosměrné předpětí, nastane řízení. Demodulační dioda a dioda pro AVC se z konstrukčních důvodů spojuje do společné baňky s nf triodou nebo vf pentodou. Nf zesilovač samozřejmě musí mít předpětí, které by se na diodě uplatnilo jako zpožďovací předpětí. Žádáme-li nezpožděné řízení musí se pracovní odpor připojit mezi katodu a anodu diody. Tuto podmínku splňuje každý demodulační obvod. Nezpožděné napětí odebíráme z bodu *a* demodulátoru (obr. 37). Ve sdělovacích přijímačích, v nichž je žádoucí

i řízení ruční, spojíme přepínačem *P* řídicí mřížky všech řízených stupňů přes svodové odpory přímo se zemí.

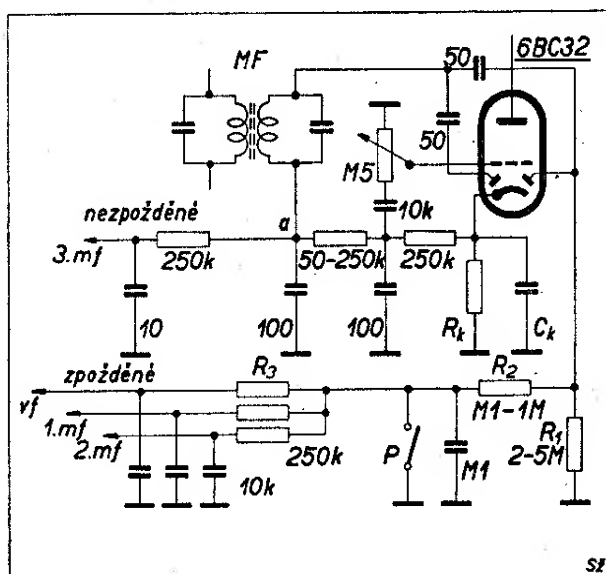
Od řídicí diody vyžadujeme pokud možno nejvyšší ss napětí. Proto volíme velikost pracovních odporů mezi 1 – 2 MΩ. V návrhu nesmíme zapomenout, že odpory R_1 , R_2 a R_3 tvoří účinný svodový odpor řídicí mřížky elektronky řízeného stupně. Výsledný odpor nesmí přestoupit mezní hodnotu povolenou výrobcem. Poslední mf stupeň před detekcí musí mít předepsané minimální zesílení, takže elektronku nemůžeme řídit v plném rozsahu. Nesplníme-li tuto podmínku, může nastat případ, že elektronka bude vybudena až do oblasti mřížkového proudu. Výsledkem bude silné skreslení signálu.

Poslední případ nastane, bude-li v posledním mf zesilovači vestaven indikátor síly pole (S-metr).

Indikátory vyladění a síly pole

Připojené indikátory jakéhokoliv druhu ukazují amplitudu signálu a ulehčují přesné vyladění přijímané stanice. Indikátorů se používá několik druhů a jsou stejné pro všechny typy přijímačů.

Pokud přijímač nemá AVC, je měřítkem pro amplitudu signálu hlasitost. K plné spokojenosti postačí používat usměrňovače napětí s měřicím přístro-



Obr. 37.

jem v podobném zapojení jako nf elektronkový voltmetr.

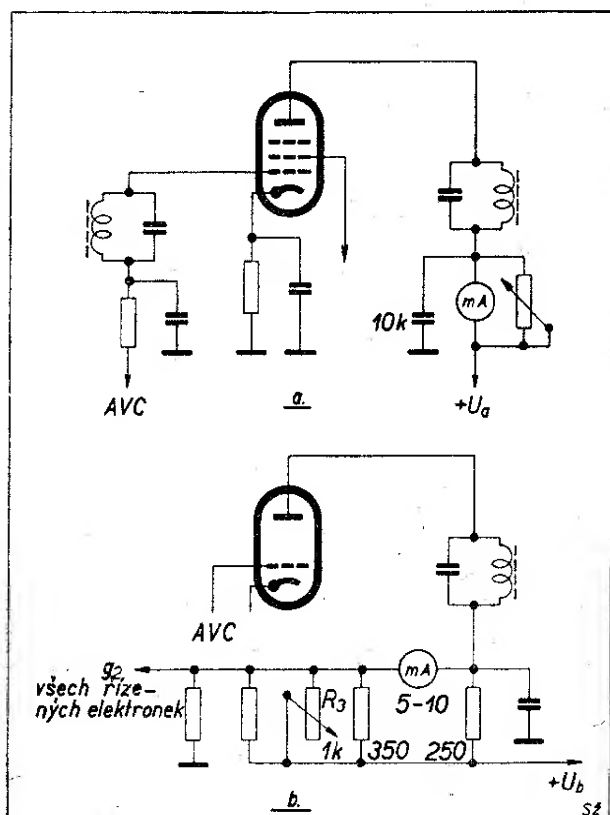
Je-li přijímač řízen, je vyrobené předpětí pro AVC určeno buď k přímému nebo nepřímému řízení indikátoru. Měřítkem pro řídicí napětí je anodový proud, takže připojený miliampérmetr v anodovém obvodu mf elektronky může sloužit jako indikátor vyladění. V zapojení na obrázku 38a je přijímač správně vyladěn, jestliže anodový proud je minimální (AVC předpětí nejvyšší). Anodový proud bude tím menší, čím silnější signály přijímáme. Ocejujeme-li indikátor ve vhodných jednotkách, může sloužit jako relativní indikátor síly pole. Vestavěný indikátor nesmíme opominout chránit před účinky vf složky anodového proudu připojeným svodovým kondensátorem 10 000 pF.

Řídí-li se více stupňů v přijímači, lze k lepší indikaci vložit miliampérmetr 5–10 mA do společného anodového přívodu všech řízených elektronek. Proměnným odporem, připojeným k měřicímu přístroji nastavíme maximální výchylku měřicího přístroje (při nastavo-

vání je nulový signál na vstupu přijímače). Indikátor ukazuje obráceně. Nejvyšší signály vychýlí ručičku přístroje směrem k nule.

Nevýhodu opačného chodu ručičky odstraní můstkové zapojení podle obr. 38b. Měřicí přístroj připojíme mezi anodové napětí řízeného mf stupně a společné napětí stínicích mřížek všech řízených elektronek. Výchylka indikátoru bude směrem vpravo. Odporem R_3 nastavíme při nulovém signálu začátek stupnice.

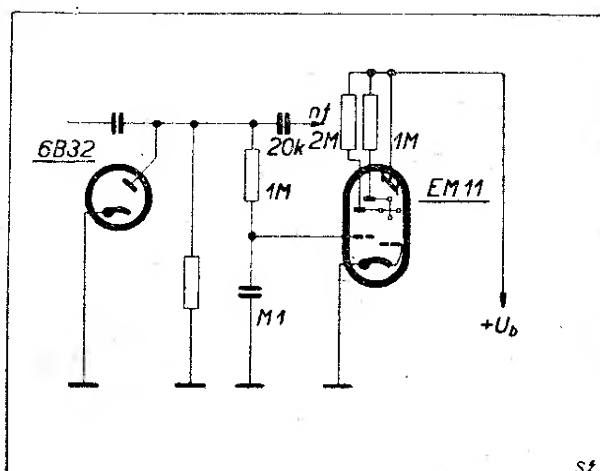
Místo měřicího přístroje s otočnou cívkou můžeme použít k indikaci elektronického indikátoru vyladění (EM11, EM80 a pod.). Elektronické indikátory jsou nejoblíbenější při indikaci vyladění v rozhlasových přijímačích. Provozních zapojení je mnoho a v nejrůznějších obměnách. Základním principem všech zapojení zůstává řízení světelných výsečí indikátoru předpětím pro AVC. Praktické, jednoduché zapojení je na obrázku 39. Elektronické indikátory mají ještě jednu neocenitelnou výhodu – jsou levné.



Obr. 38.

Mf zesilovač 50 kHz

Novodobé jakostní sdělovací přijímače jsou vybaveny mf pásmovým zesilovačem s nízkým kmitočtem 50 kHz. Zesilovače tohoto druhu mají nejen vysokou selektivitu, ale přenášejí tak úzké pásmo, že se téměř vyrovnají nejlepším krystalovým filtrům. Jejich výhodou je



Obr. 39.

téměř minimální šum a jak již bylo uvedeno, jsou výhodnější proto, že při příjmu nezvoní krystal. Úplné zapojení jakostního mf zesilovače s kmitočtem 50 kHz ukazuje obrázek 40. Vstup zesilovače je určen pro kmitočtet 455 kHz. Na mf kmitočtet 50 kHz přemění přijímaný signál směšovací stupeň s elektronkou 6H31. Druhý místní oscilátor s 6F31 vyrábí kmitočtet 505 kHz. Nejvýhodnější by ovšem bylo připojení řídicí mřížky 6H31 na krystalový obvod. Nejen že by odpadl místní oscilátor, ale kmitočtová stabilita by podstatně vzrostla. Vysokou selektivitu získáváme na dvou čtyřnásobných pásmových filtrech. Jak jsme již dříve vysvětlili, můžeme jimi dosáhnout poměrně nepatrné šíře přenášeného pásma. S ohledem na dostupný materiál (Q cívek asi 100 při 50 kHz) zvolíme pro příjem telegrafních signálů šíři pásma 800 Hz. Příjem telefonie by ovšem s takto nastavenými filtry byl nemožný. Proto k obvodům T2, T4, T6 a T8 připojujeme přepínačem P_1 rozlaďovací kondensátory, které jednostranně rozšíří (nebo spíše deformují) rezonanční křivku. Vazební kondensátory mezi jednotlivými laděnými obvody jsou nepatrné. Všechny obvody jsou naladěny na stejný kmitočtet.

Na druhý mf zesilovač je připojen záznejový směšovač s 6H31, takže můžeme přijímat nemodulovanou telegrafii a signály s jedním postranním pásmem a potlačenou nosnou vlnou. Paralelně se záznejovým směšovačem je připojen ještě další mf zesilovač pro telefonii, za nímž následuje diodový demodulátor s germaniovou diodou 2NN-40 pro amplitudovou modulaci a současně pro výrobu předpětí pro automatické vyrovnaní citlivosti. Napětí pro AVC přivádíme pouze na řídicí mřížku posledního mf zesilovače pro telefonii a na zesilovač pro S-metr, který má logaritmický průběh. Přepínačem P_2 volíme výstup ze dvou vestavěných detektorů a současně připojujeme záznejový oscilátor. Zbytek obvodu včetně filtru za přepínačem P_2b odstraní zbývající mf složku 50 kHz ještě před nf zesilovačem.

Zesílení mf zesilovače se řídí potenciometrem 5 k Ω v katodě prvního a druhého mf zesilovače, potenciometrem

0,25 M Ω v mřížce 6BC32 řídíme nízko-frekvenční zesílení. Plynulé řízení zesílení je nutné proto, neboť zesílení po přepnutí P_2 bude při telegrafii odlišné než při telefonii. Ve společném přívodu stínicích mřížek se může projevit nežádoucí zpětná vazba. Odstraníme ji připojením vf tlumivky $tl\ 1$ a seriového kondensátoru 1 μ F, tvořících seriový laděný obvod 50 kHz, zapojenými mezi přívod stínicích mřížek a zem. Přepínač P_3 zkracuje indikátor S-metru. Ostatní součásti a stavba přístroje jsou zcela běžné.

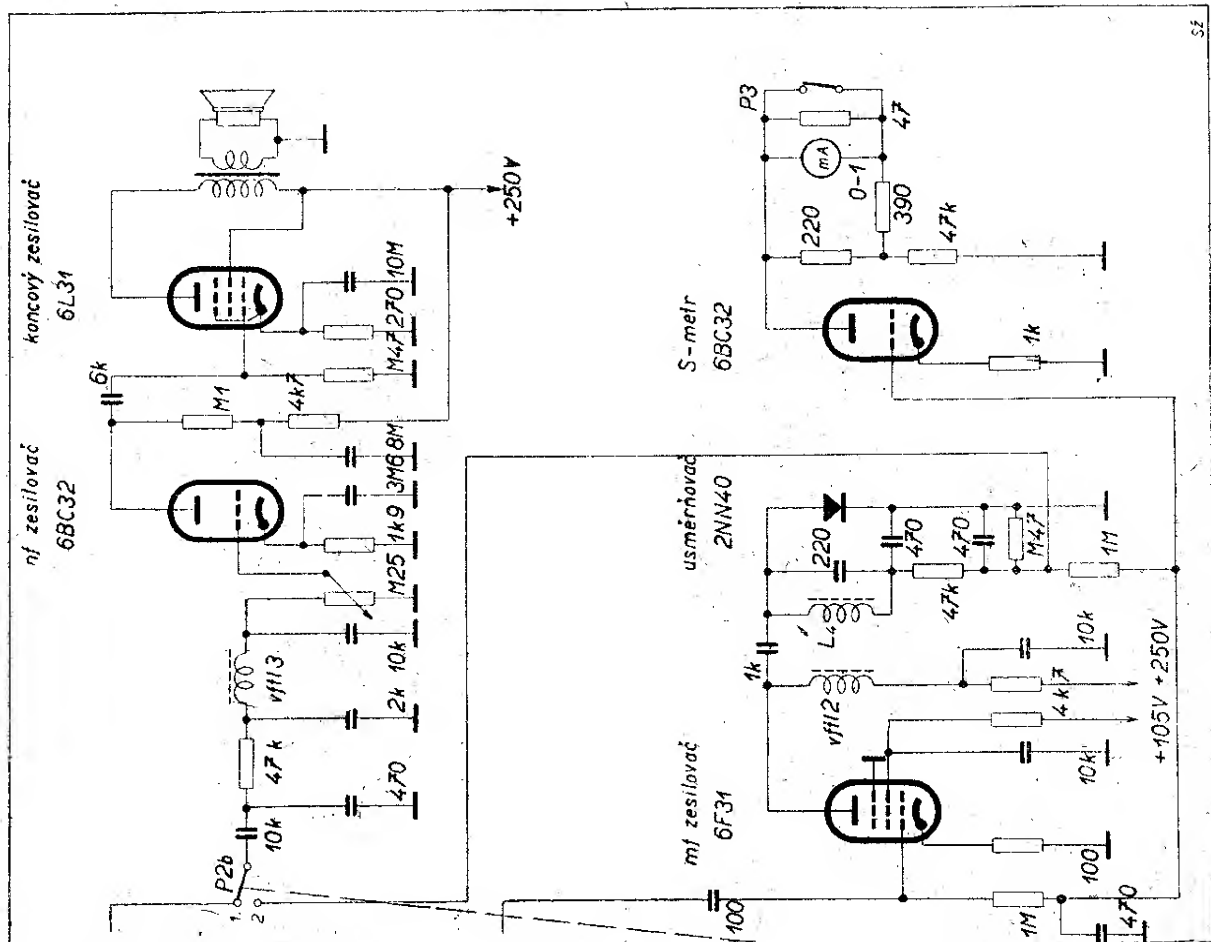
Konstrukční provedení zesilovače je jednoduché. Kostra je vyrobena z hliníkového nebo železného plechu silného 1,5 mm, rozměrů 380 \times 205 \times 50 mm. Vpředu je připevněn ovládací přední panel 130 mm vysoký, na němž jsou umístěny ovládací prvky. Rozložení součástí je patrné z obrázku 41. Uvedené míry jsou informativní a lze je změnit podle použitých součástí. Mřížkový přívod k nf zesilovači 6BC32, všechny anodové a mřížkové přívody prvních dvou mf zesilovačů jakož i přívody k přepínačům P_1 musí být řádně odstíněny. Rozlaďovací kondensátory namontujeme přímo na přepínač P_1 , jehož jednotlivé sektory umístíme těsně k příslušným obvodům. Celý filtr za přepínačem P_2b umístíme do stínicího krytu pod koustou.

Zvláštní pozornost zaslouží obvody T_1 až T_{10} . Použili jsme cívek 25 mH z 1050 závitů drátu 0,1 mm nebo vf lanka 5 \times 0,07 mm na jádru 10 mm. Dobrou úpravou lze dosáhnout Q cívek asi 100. Cívky umístíme do hliníkových stínicích krytů 37 \times 37 mm. Výsledná hodnota Q sice poklesne, což však není nikterak na závadu, ovšem pokud Q nebude nižší než 80. K cívkám je připojen paralelní kondensátor 390 pF. Ostatní cívky a vf tlumivky nejsou nikterak náročné a je možno pro jejich stavbu použít nejrůznějších jader.

Nejvíce práce si vyžádá konečné vyvážení zesilovače. Po konečné montáži nastavíme všechny laděné obvody na 50 kHz. K tomuto účelu připojíme vstup mf zesilovače na výstup 455 kHz ze sdělovacího přijímače. K nastavení použijeme generátoru s pokud možno největší přesností. Obvody nastavujeme

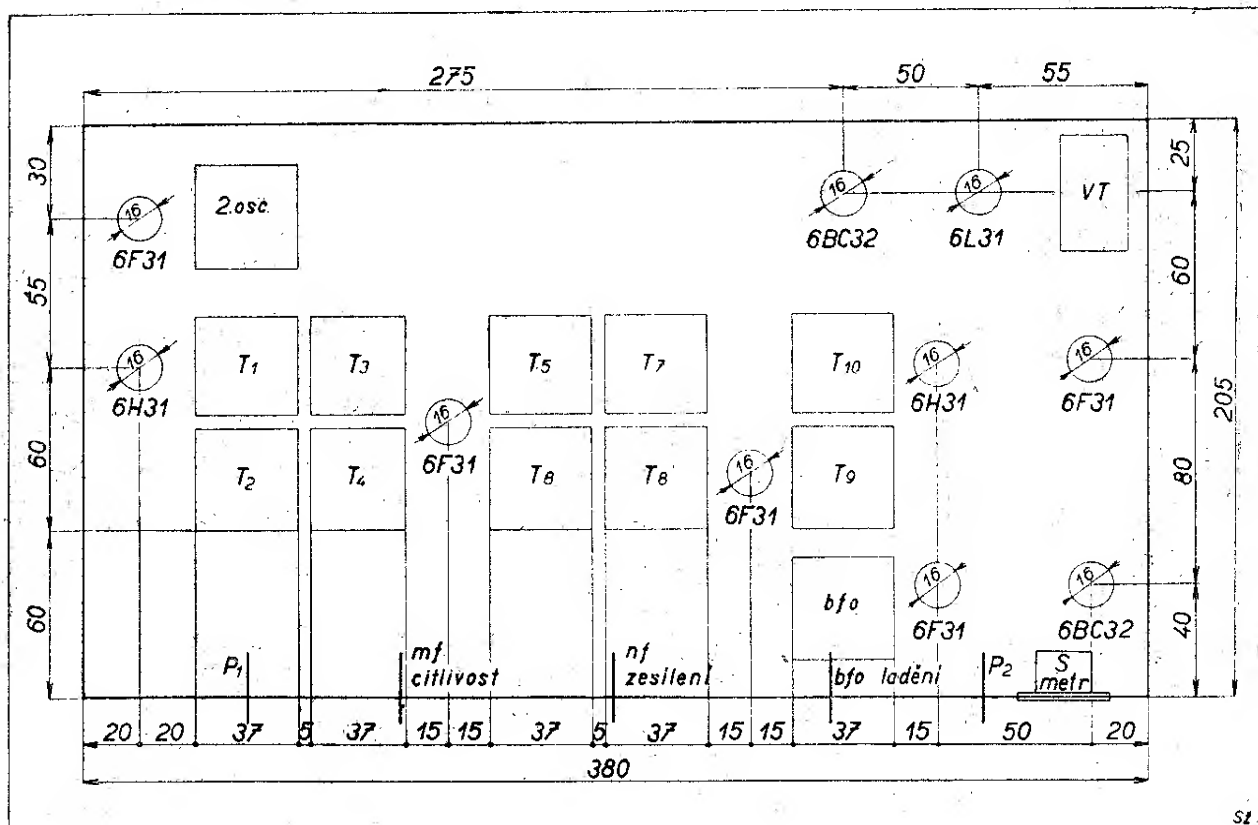


Obr. 40.



Obr. 40a. ↑

↓ Obr. 41.



postupně počínaje T_{10} k T_1 se zkrato-
vanými rozladovacími kondensátory.
Poté připojíme záznejový oscilátor a na-
stavíme jej na nulový záznej (ladicí
kondensátor 100 pF má být vytočen
doprostřed). Zjistíme-li jakékoliv změny
ve výchylce S-metru, je to příznak kmi-
tajících mf stupňů. Nežádoucí zpětnou
vazbu odstraníme nastavením vf_{11} tak,
aby oscilace byly úplně potlačeny. Sta-
bilitu zesilovačů kontrolujeme v růz-
ných polohách potenciometru 5 k Ω .
Přezkoušíme ještě závislost výchylky
S-metru na záznejovém oscilátoru (bez
signálu na vstupu zesilovače). Mezi
řídící mřížky g_1 a g_3 6H31 záznejového
směšovače připojíme trimr, pomocí ně-
hož nastavíme výchylku S-metru na
minimum (záznejový oscilátor je při-
pojen).

Následuje vyvážení laděného obvodu
 L_3 a kondensátoru 220 pF, tvořícího va-
zební obvod mezi posledním mf stup-
něm a demodulátorem. Šroubováním
jádro nebo připojením paralelního
kondensátoru 10 až 20 pF zjistíme vý-
chylku S-metru. Je-li kondensátor 220 pF
nedostatečný, ukazuje S-metr menší

výchylku a naopak. Nastavení není
obzvlášť kritické a má zamezit případ-
nému úbytku signálu.

Nedosáhneme-li nulové výchylky S-
metru po provedeném vyvážení, upra-
víme velikost odporu 390 Ω v obvodu
S-metru tak, aby indikátor ukazoval
nulovou výchylku.

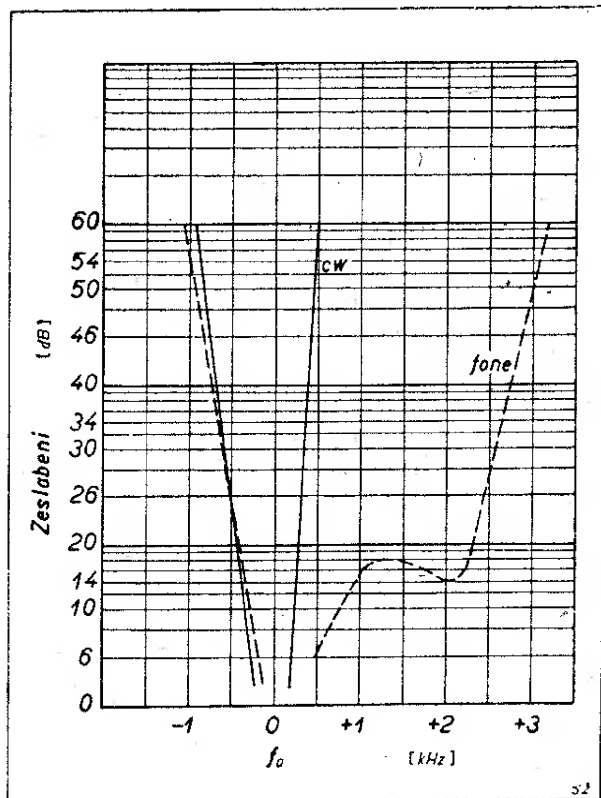
Nyní přepneme přepínač P_1 do po-
lohy pro příjem telefonie a nastavíme
na přijímači nemodulovaný signál (zá-
znějový oscilátor vypnut). Potencio-
metrem nastavíme maximální zisk. Při
pozvolném ladění musí S-metr postupně
ukázat výchylku podle čárkované křív-
ky na obrázku 42, což je vlastně výsled-
ná rezonanční křivka mf zesilovače. Roz-
díl bude závislý na použitých obvodech.
Případný velký hrb v okolí 1500 Hz
můžeme zmenšit obvody T_9 a T_{10} . Plně
vytažená křivka na obrázku 43 udává
sejmutou rezonanční křivku pro příjem
telegrafie.

Popsaný zesilovač se v praxi velmi
osvědčil. Používám jej ve spojení s upra-
veným přijímačem Emil na všechna
pásmo. Vhodným nastavením záznejové-
ho oscilátoru lze dosáhnout ideálního,
nerušeného poslechu příjmem jedno-
stranných signálů. V praxi přijímáme
telegrafní signály do 1 kHz nebo méně
a podle provedených obvodů již při
2 kHz zanikají.

Tlumení žhavicích obvodů

Katoda nepřímě žhavených elektro-
nek je v mf stupni uzemněna přímým
spojem nebo přes větší kapacitu. Spo-
jí-li se katoda přímo s kostrou, je na
obou stejný potenciál. Toto ovšem plně
neplatí pro zesilovače s velkým zesíle-
ním nebo s vysokým mf kmitočtem.
Spoj mezi katodou a kostrou musí být
nejvýše 5 mm dlouhý, má-li být využito
malých rozměrů elektronkového sy-
stému. Navíc se zde ještě uplatňuje ka-
pacita a indukčnost použité objímky.
Vzniklá indukčnost bývá až 0,05 μ H,
což na kmitočtu 3 MHz představuje
odpor asi 1 Ω , na kmitočtu 30 MHz již
10 Ω .

Kapacita katody vůči žhavicímu
vlákně bývá 5 až 10 pF. Na kapacitě
vznikne vf napětí, škodlivě se uplatňu-



Obr. 42.

jící mezi mřížkou a katodou. Pracujeme-li s kmitočtem pod 3 MHz, můžeme vliv vzniklého napětí omezit tím, že jeden pól žhavicího obvodu uземníme. U kmitočtů vyšších a při vyšším zesílení popsané úprava nepostačí. Překleneme proto vlákno každé elektronky přímo na objímce bezindukčním kondensátorem. Se zvyšujícím se kmitočtem ani tato úprava nepostačí a na připojených kondensátorech opět vzniká malý vf potenciál. Proto vkládáme do neuzemněného žhavicího přívodu každé elektronky samostatnou tlumivku (obr. 43a).

Podrobíme-li tento způsob útlumu pečlivé analýze, zjistíme, že nejškodlivější vazba se uplatňuje mezi prvním a posledním mf stupněm. Stejněho účinku útlumu dosáhneme, vložíme-li do vhodného místa žhavicího obvodu pouze dvě tlumivky (obr. 43b). V obou případech musí mít tlumivky při kmitočtu vyšším 20 MHz rezonanční kmitočet blízký provoznímu kmitočtu zesilovače. Jinak tlumivka neutlumí parazitní napětí, ale situaci ještě zhorší.

Vyhledávání a omezování škodlivých vazeb

Správně postavený mf zesilovač lze vyvážit bez jakýchkoliv potíží za několik hodin. Jinak tomu bude u zesilovačů s nevhodně rozmístěnými součástmi a nedostatečným stíněním. Vyvážení všech obvodů si vyžádá mnoho času a trpělivosti a řady rekonstrukcí.

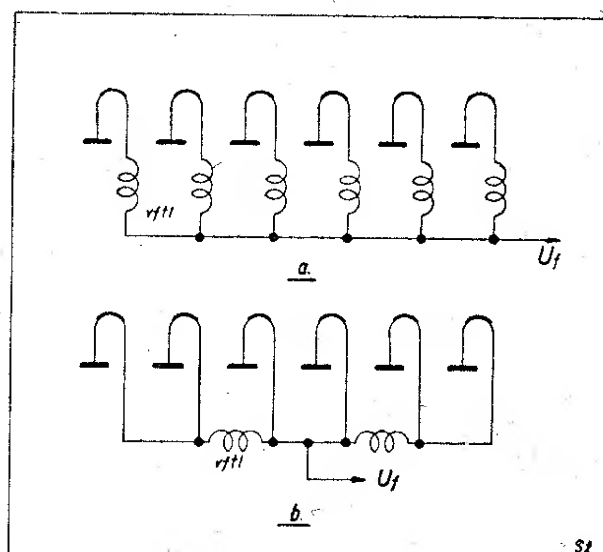
Nežádoucí zpětná vazba se projevuje v mf zesilovači buď přímo jako oscilace některého ze stupňů nebo, což je závažnější, jako skreslení rezonanční křivky.

Oscilace se projevují nestabilitou provozu, záznějovým tónem a pod. Někdy je můžeme objevit pomocí grid-dip metru. Odstraníme je lepším stíněním, příp. utlumením laděných obvodů (pokud je zisk dostatečný nebo větší než žádáme).

Oscilace na VKV se vyskytují nejčastěji v pentodových zapojeních, v nichž používáme elektronek s vysokou strmostí. Příčinou bývá induktivní ovlivňování přívodu stínící mřížky, blokovačního kondensátoru nebo špatné zemnění. Indukčnost se přičítá paralelně ke ka-

pacitě stínící mřížky vůči katodě a tvoří laděný obvod. Indukčnost přívodu řídicí mřížky s ostatními přívody tvoří rovněž s kapacitou řídicí mřížky vůči katodě laděný obvod. U triod ještě zvyšuje nebezpečí oscilací velká průchozí kapacita, kterou musíme neutralizovat. Oscilace v mf stupni nemusí být vždy pozorovatelné. Jejich vlivem se může měnit pouze anodový proud některé elektronky, linearita amplitudy mf signálu a pod. Oscilace nelze určit běžnými prostředky (vlnoměrem), neboť jejich kmitočet se zpravidla neshoduje s mf kmitočtem. Pokud nepomůže řádné stínění, musíme přikročit na úkor selektivity a citlivosti buď k částečnému rozladění obvodů nebo, což bude často výhodnější, k jejich utlumení. Nežli se rozhodneme pro rozladění obvodů, přepojíme příslušný stupeň tak, aby přívody v obvodu řídicí a stínící mřížky byly co nejkratší. Utlumení obvodů provedeme připojením odporu 10 až 1000 Ω do přívodu řídicí mřížky, příp. anody. Přídavný odpor nemá podstatný vliv na chod zesilovače, zato silně utlumí VKV kmity.

Skreslení rezonanční křivky zpětnou vazbou nelze tak snadno zjistit. Skreslení se projeví až na sejmuté křivce. Ke snímání křivek použijeme voltmetru v nf výstupu nebo, což je nejpohodlnější, kmitočtového modulátoru ve spojení s osciloskopem. Stabilitu zkoušíme



Obr. 43

ve všech polohách regulátoru zesílení. Výsledné křivky vyneseme na milimetrový papír a navzájem porovnáme. Je-li průběh křivek při vyšším zesílení odlišný oproti křivkám s nižším zesílením, uplatňuje se nežádoucí vazba. Malé odchylky v křivkách jsou způsobeny dynamickými kapacitami a vnitřním odporem elektronek a nemusíme je odstraňovat.

Někdy postačí k odstranění vazby uzemnit kostru přístroje. Je to známka nedostatečného stínění uvnitř, případně vazba zesilovače s okolními předměty. Uzemnění kostry v těchto případech pomáhá jen dočasně. Přeneseme-li zesilovač na jiné místo, poměry se změní a uzemnění nemusí vazbu ovlivnit. Uzemnění tedy pomáhá jen u zesilovačů nedostatečně nebo špatně stíněných. Z uvedeného lze soudit, že zkouška zemněním dává hrubé měřítko pro ověření chodu.

V dalším uvedeme krátký postup při potlačování zpětných vazeb:

1. Nejdříve se přesvědčíme, zda všechny součásti jsou řádně připojeny a není někde studený spoj či zda některá součást neleží blízko některého přívodu, se kterým se silně váže.

2. Nedosáhneme-li žádaného zlepšení, sejmeme postupně rezonanční křivku všech obvodů a určíme stupeň, v němž vazba nastává. Zlepšením stínění chybu odstraníme. U úzkopásmových zesilovačů se nejvíce uplatňuje vazba mezi obvody cívky, kapacitní vazba mezi vstupem a výstupem a nakonec vazba mezi přívody. U širokopásmových zesilovačů bývá zdrojem hlavně vazba podél žhavicího a anodového rozvodu, příp. kapacitní vazba mezi vstupem a výstupem a jen u špatného stínění vazba mezi cívkami.

3. Po opravě vad celý zesilovač znovu přeměříme a doladíme.

V mf zesilovačích s kmitočtem ve VKV pásmu se může navíc vyskytnout vazba na některé harmonické rezonančního kmitočtu zesilovače. Vyskytuje se hlavně v mnohastupňových zesilovačích. Původcem bývá demodulační obvod, kde vznikají harmonické kmitočty. Oscilace na harmonických se zvláště projevují v mf zesilovačích, v nichž jsou obvody s rezonančním kmitočtem v pásmu přijímaných kmitočtů. Vazba se projeví pouze tehdy, pracuje-li vř stupeň. To je dobré poznávací znamení. Zde nepomáhá ani rozladění mf obvodů. Potlačení oscilací je možno pouze přidavným utlumením obvodů.

Vyvažování mf zesilovače

Konečnou fází ve stavbě zesilovače a konečně každého přijímače je vyvážení všech obvodů. Pod pojmem vyvažování myslíme nastavení příslušných obvodů na předepsaný mf kmitočet. Není snad nutno zdůrazňovat, že před vyvažováním musí být mf zesilovač mechanicky a elektricky v dokonalém stavu a všechny stupně musí správně pracovat. Jakoukoliv labilitu spojů, trimrů a jader odstraníme předem, neboť by znemožnila řádné sladění. Použité trimry a jádra musí mít jemný chod. Před vyvažováním ještě zkusmo zjistíme, zda jednotlivé obvody správně reagují na změny indukčnosti nebo kapacit.

Vyvažujeme vždy při jmenovitém síťovém napětí, což kontrolujeme střídavým voltmetrem. Odchylky vyrovnáme regulačním transformátorem nebo stabilizátorem napětí. K vyvažování používáme sladovacích klíčů a šroubováků z izolačních materiálů. Potřebné měřicí přístroje rozmístíme na pracovním

Tabulka I. Elektronky pro mf zesilovače

Typ	U_i V	I_i A	U_b V	I_a mA	R_{g2} k Ω	I_{g2} mA	R_k Ω	S mA/V	R_i k Ω	C_{g2} pF	C_a pF	$C_{a/g1}$ pF
1F33	1,4	0,025	67,5	3,4	0	1,5	$U_{g1} = 0V$	0,75	250	4,2	7,5	0,012
1F34	1,2	0,03		3,4	0	1,5		0,875	250	3,6	7,5	0,01
DF91	1,4	0,05	85	1,65	36	0,55	$U_{g1} = 0V$	0,75	1000	3,3	8	0,01
DF96	1,4	0,025		15	26	1,9		10,5	300	11	6,5	0,035
6F24	6,3	0,45	250				125					
18F24	18	0,165										
6F31	6,3	0,3	250	11	33	4,2	68	4,4	1000	5,5	5	0,0035
12F31	12,6	0,15										
6F32	6,3	0,175	120	7,65	0	2,5	200	5	300	4,5	2,4	0,025
6F36	6,3	0,45	300	10,25	70	2,2	160	9	500	11	3,75	0,03
EBF80	6,3	0,3	250	5	100	1,68	300	2,2	1400	4,2	4,9	0,0025
EF80	6,3	0,3	250	10	0	2,8	270	6,8	650	7,5	3,35	0,008
EF85	6,3	0,3	250	8	80	2	180	5,7	500	7,2	3,7	0,008
EF89	6,3	0,2	250	9	50	3	180	3,6	1000	5,5	5,1	0,003
DF21	1,4	0,025	90	0,85	0	0,18	$U_{g1} = -0,5V$ $U_{g1} = -1,5V$	0,62	3000	5,3	7,1	0,006
DF22	1,4	0,05	90	1,4	0	0,3		1,1	1500	6,8	5	0,005
AF3	4	0,65	250	8	60	2,6	180	1,8	1200	6,6	7,6	0,003
EF9	6,3	0,2	250	6	87	1,7	325	2,2	1250	5,5	7,2	0,002
EF11	6,3	0,2	250	6	75	2	250	2,2	3000	6,1	6,0	0,002
EF22	6,3	0,2	250	6	87	1,7	325	2,2	1200	5	5,5	0,002
6F10	6,3	0,45	300	10	60	2,5	160	9	300	11	5	0,015
6J7	6,3	0,3	250	2	300	0,5	1200	1,225	1000	4,6	12	0,007
6K7	6,3	0,3	250	10,5	48	2,6	220	1,65	600	5	12	0,007
6SH7	6,3	0,3	250	10,8	25	4,1	68	4,9	900	9	7,5	0,007
6SG7	6,3	0,3	250	9,2	30	3,4	200	4	1000	8,5	7	0,003
6SJ7	6,3	0,3	250	3	190	0,8	750	1,65	1000	6	7	0,008
6SK7	6,3	0,3	250	9,2	58	2,6	250	2	800	6,5	7,5	0,008

stole tak, aby navzájem nepřekážely. Jakýkoliv spěch a nedbalá práce může silně ovlivnit výsledek vyvažování.

Před vlastním vyvažováním mf zesilovače odpojíme v přijímači oscilátor, vypneme AVC a záznějový oscilátor. Nejdříve vyvažujeme poslední mf obvody. Signální generátor připojíme přes umělou antenu na mřížku posledního mf zesilovače, který odpojíme od předcházejících obvodů. Primární laděný obvod v anodě mf zesilovače utlumíme odporem 15 až 20 k Ω se seriovým kondensátorem 5000 pF, připojeným mezi anodu a zem. Trimrem nebo jádrem v sekundárním obvodu nastavíme maximální výchylku na indikačním voltmetru, připojeném přes kondensátor na nf výstup přijímače. Útlumový člen připojíme na anodu demodulační diody a trimrem nebo jádrem v primárním obvodu nastavíme na maximální výchylku. Po vyvážení druhého mf obvodu připojíme předchozí stupně zpět k vyváženému zesilovači. Signální generátor přepojíme na další stupeň a vyvažujeme stejným způsobem další obvod. K vyvažování používáme signálního generátoru s modulovaným signálem a s pokud možno vysokou přesností.

Utlumení obvodů při vyvažování je nutné u rozhlasových přijímačů, u nichž je použito nadkritické vazby mf filtrů. Sdělovací přijímače mají ponejvíce vazbu kritickou, která nevyžaduje útlumu obvodů. Mf pásmové filtry s nadkritickou vazbou poznáme podle neostrého vrcholu nebo dvou maxim resonanční křivky při otáčení trimru či jádra. Teprve pak obvody utlumíme nebo uvolníme vazbu. Má-li některý filtr proměnnou šíři přenášeného pásma, vyvažujeme při nejúžší šířce. Po ukončení vyvažování celého zesilovače celý postup opakujeme.

Vyvažujeme-li mf zesilovače s AVC, používáme nemodulovaného signálu. K indikaci výchylky lze pak použít elektronického indikátoru vyladění nebo lépe S-metru. Vyvažování s AVC je výhodné hlavně u rozhlasových přijímačů. Sdělovací přijímače vyvažujeme raději modulovaným signálem při odpojené AVC. Pak můžeme na vstup přivádět i nepatrné signály, případně sig-

nály o stejné velikosti jako přijímaná telegrafie. Výsledkem bude přesnější vyvážení.

Největší pečlivost vyvažování je nutná u mf zesilovačů s krystalovým filtrem. Hlavní podmínkou je přesné naladění všech obvodů na resonanční kmitočet krystalu. Vyvažujeme tak, že všechny mf obvody nastavíme na předepsaný kmitočet při odpojení krystalu. Poté krystal připojíme a nastavíme max. selektivitu. Špičkový mf signál je ovlivněn pouze resonančním kmitočtem krystalu. Na tuto špičku s největší pečlivostí naladíme kmitočet signálního oscilátoru (nemodulovaný signál, záznějový oscilátor zapnut). Po naladění generátoru odpojíme krystal a záznějový oscilátor a všechny obvody vyvážíme známým způsobem. K vyvažování je nutno použít generátoru s nejvyšší přesností a stabilitou nebo řízeného krystalem o stejném kmitočtu, jaký má krystal filtru.

Mf pásmové filtry se zpětnou vazbou vyvažujeme podobně. Nejdříve je vyvážíme na žádaný kmitočet při mírné vazbě. Po ukončení nastavíme zpětnou vazbu těsně před bod nasazení. Podobně jako u krystalových mf filtrů vyhledáme resonanční špičkový kmitočet. S nastaveným kmitočtem signálního generátoru vyvážíme všechny obvody. Má-li mf zesilovač více stupňů, zavádíme zpětnou vazbu do sekundáru prvního obvodu. Po doladění všech následujících obvodů doladíme první obvod tak, že zpětnou vazbu zvětšujeme až nasadí oscilace (signální generátor odpojen).

Šroubováním trimru nebo jádra v primáru a za současného upravování stupně zpětné vazby najdeme bod, v němž vysadí oscilace. V tomto okamžiku je primár naladěný na stejný kmitočet se sekundárem a způsobí vysazení oscilací. Nastavování opakujeme tak dlouho, až dosáhneme konečné resonanční křivky. Závěrem vyvažování sejmeme resonanční křivku zesilovače. Pokud je zavedena proměnná šíře pásma nebo zpětná vazba, sejmeme resonanční křivku v obou krajních a střední poloze vazby.

Vyvažování mf zesilovače pro fm příjem

Nemodulovaný signál přivedeme na mřížku elektronky před diskriminátorem. Paralelně k zatěžovacímu odporu diskriminátoru připojíme elektronkový voltmetr. Nejdříve ladíme anodový obvod předchozího stupně na maximální výchylku. Pak voltmetr přepojíme paralelně k oběma zatěžovacím odporům a sekundár nastavíme na minimální výchylku. Vyvážení ověříme tím, že přiváděný signál rozladíme souměrně na obě strany. Výchylka voltmetru musí být stejná na obou stranách. Zkouška ověřuje rovněž linearitu diskriminátoru. Při správném vyvážení musí být výchylka stejná až do rozladění ± 100 kHz.

Poměrový detektor ladíme obdobně. Signál přivedeme na mřížku předchozího stupně. Voltmetr připojíme paralelně k elektrolytickému kondensátoru a primár nastavíme na maximální výchylku. Souměrným rozladěním zkontrolujeme rovnoměrnost výchylky. Pak voltmetr přepojíme před vazební kondensátor v nf výstupu a na zem. Sekundár nastavíme na minimální výchylku. Po rozladění mf obvodu vyvažujeme pomocí kmitočtově modulovaného signálního generátoru na maximální výchylku voltmetru v nf výstupu. K tomuto účelu lze použít i normálního generátoru s připojeným kmitočtovým modulátorem. Nemáme-li k dispozici ani tento, vyvažujeme amplitudově modulovaným signálem, a to při rozladěném diskriminátoru, který v rozladěném stavu demoduluje i amplitudovou modulaci. Ladíme opět na maximální výchylku voltmetru v nf výstupu. Sekundár demodulátoru naladíme na minimální výchylku. Poslední způsob vyvažování je dosti nepřesný a hodí se pouze pro hrubé nastavení obvodů.

Vyvažování podle osciloskopu

U osciloskopického vyvažování mf pásmových filtrů s nadkritickou vazbou nastavujeme mimo přesného mf kmitočtu i tvar křivky. Vyvažování běžným způsobem je podmíněno rozladěním nebo utlumením sousedního obvodu. Vzniklé rozdíly ve vyvážení jsou sice málo významné, zato mohou přivodit křivku špičatou nebo nesouměrnou, dvouhrbou. Oba nedostatky se projevují nepříznivě na jakosti reprodukce a na ladění. Normálním způsobem nemůžeme již při vyvažování nastavit vhodný stupeň vazby, který můžeme posoudit teprve po vynesení křivky.

Vyvažováním pomocí osciloskopu uvedené nedostatky zcela odstraníme. K vyvažování potřebujeme běžný signální generátor, kmitočtový modulátor (buď amatérský nebo TESLA BM 240) a dílenský osciloskop. Kmitočtovým modulátorem rozladujeme signál z generátoru rovnoměrně na obě strany od mf kmitočtu. Takto zpracovaný signál přivádíme na primár měřeného filtru. Z jeho sekundáru odebíráme vzniklé napětí a přivádíme je na měřicí destičky osciloskopu. Vyvažujeme-li mf zesilovač, přivádíme fm signál na mřížku směšovače. Na destičky osciloskopu přivádíme napětí, získané na pracovním odporu demodulační diody. Před započítím práce se doporučuje hrubě vyvážit obvodu zesilovače alespoň podle sluchu.

Pomocí osciloskopu jednotlivé obvody doladíme. Je-li výsledné rezonanční křivka dvouhrbá s příliš velkou prohlubní, je vazba nadměrná a musíme ji snížit.

Opačně u špičaté křivky vazbu zvětšíme tak, aby byla plochá. Prohlubení v křivce nemá nikdy sahat více než do první horní třetiny křivky.